

(12) INTERNATIONAL APPLICATION PUBLISHED UNDER THE PATENT COOPERATION TREATY (PCT)

(19) World Intellectual Property Organization
International Bureau



(43) International Publication Date
4 April 2002 (04.04.2002)

PCT

(10) International Publication Number
WO 02/27994 A1

(51) International Patent Classification⁷: H04J 14/08,
H04B 10/00, H04L 25/49

(21) International Application Number: PCT/US01/30607

(22) International Filing Date:
26 September 2001 (26.09.2001)

(25) Filing Language: English

(26) Publication Language: English

(30) Priority Data:
60/234,930 26 September 2000 (26.09.2000) US

(71) Applicant: CELIGHT, INC. [US/US]; 12200 Tech Road,
Silver Spring, MD 20904 (US).

(72) Inventors: TSEYTLIN, Michael; 5705 Radnor Court,
Bethesda, MD 20817 (US). SHPANTZER, Isaac; 8312
Rising Ridge Way, Bethesda, MD 20817 (US). ACHIAM,
Yaakov; 301 Congressional Lane, Rockville, MD 20852
(US). SALAMON, Aviv; 1722 19th Street, NW, Apt.
803, Washington, DC 20009 (US). SMLANSKI, Israel;
1013 Grand Oak Way, Rockville, MD 20852 (IL). SCIA-
BARRA, Charles; 9130 Winding Way, Ellicott City, MD

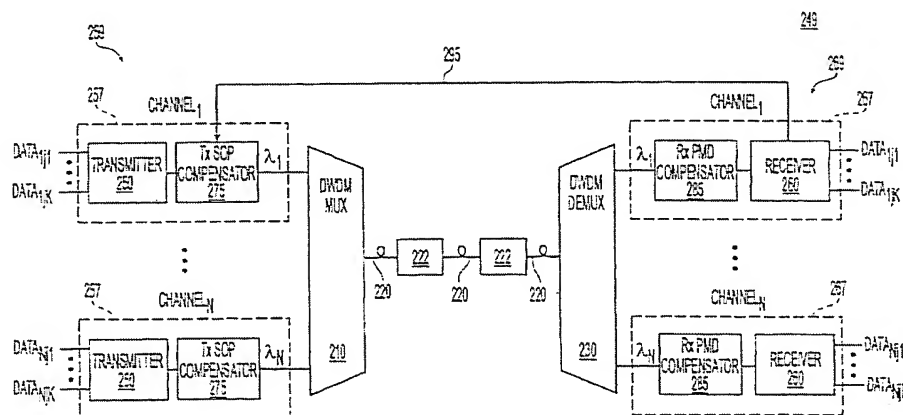
21043 (US). FELDMANN, Peter; 2 Troy Drive, Short
Hills, NJ 07078 (US). DEMIR, Alper; 55 River Drive
South, Apt. 1110, Jersey City, NJ 07310 (US). KINGET,
Peter; 11 Franklin Place, Summit, NJ 07901 (US). KR-
ISHNAPURA, Nagendra; 722 Willow Avenue, Apt. 1,
Hoboken, NJ 07030 (US). ROYCHOWDHURY, Jaijeet;
2521 Humboldt Avenue South, Apt. 310, Minneapolis,
MN 55405 (US). KHURGIN, Jacob; 7 Stabiere Court,
Baltimore, MD 21209 (US). SCHWARZWALDER,
Joseph; 7554 Eliaok Terrace, Gaithersburg, MD 20879
(US). RITTERBUSH, Olga; 6070 California Circle, Apt.
304, Rockville, MD 20852 (US). LI, Gioulang (Eric);
14820 Keeneiland Circle, North Potomac, MD 20878
(US). CHO, Pak, Shing; 24 Spring Street, Gaithersburg,
MD 20877 (US). MEIMAN, Yehouda; 64 Mivtza Harei,
Rishon Letzion (IL).

(74) Agents: ZEGGER, Paul, J. et al.; Pennie & Edmonds
LLP, 1155 Avenue of the Americas, New York, NY 10036
(US).

(81) Designated States (*national*): AE, AG, AL, AM, AT, AU,
AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU,
CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH,
GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC,

[Continued on next page]

(54) Title: SYSTEM AND METHOD FOR CODE DIVISION MULTIPLEXED OPTICAL COMMUNICATION



(57) Abstract: A system for optical communication (2a) forms a family of orthogonal optical codes modulated by a data stream. The orthogonal codes are formed by creating a stream of evenly spaced-apart pulses using a pulse spreader circuit and modulating the pulses in amplitude and/or phase to form a family of orthogonal optical code words, each representing a symbol. A spreader calibration circuit is used to ensure accurate timing and modulation. Each code word is further modulated by a predetermined number of data bits. The data modulation scheme splits a code word into H and V components, and further processes the components prior to modulation with data, followed by recombining with a polarization beam combiner. The data-modulated code word is then sent, along with others to receiver. The received signal is detected and demodulated with the help of a symbol synchronization unit which establishes the beginning and end of the code words. A polarization mode distortion compensator (275) at the receiver cooperates with a state of polarization compensator at the transmitter to mitigate polarization distortion in the fiber.

WO 02/27994 A1

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 公表特許公報 (A)

(11) 特許出願公表番号

特表2004-511128

(P2004-511128A)

(43) 公表日 平成16年4月8日 (2004.4.8)

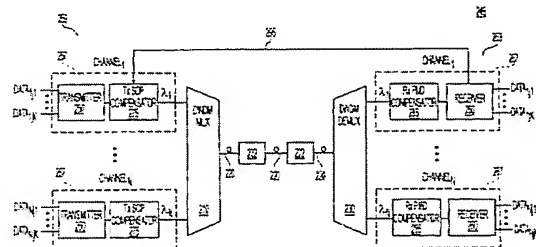
(51) Int. Cl. ⁷	F I	テーマコード (参考)
H 0 4 J 14/00	H 0 4 B 9/00	F 5 K 0 2 2
H 0 4 B 10/02	H 0 4 J 11/00	B 5 K 1 0 2
H 0 4 B 10/18	H 0 4 B 9/00	E
H 0 4 J 11/00	H 0 4 B 9/00	M
H 0 4 J 13/00	H 0 4 J 13/00	Z
審査請求 未請求 予備審査請求 有 (全 128 頁) 最終頁に続く		

(21) 出願番号	特願2002-531660 (P2002-531660)	(71) 出願人	503112961
(86) (22) 出願日	平成13年9月26日 (2001.9.26)		セライト、インコーポレーテッド
(85) 翻訳文提出日	平成15年3月26日 (2003.3.26)		C E L I G H T, I N C.
(86) 国際出願番号	PCT/US2001/030607		アメリカ合衆国メリーランド州、シルバー
(87) 国際公開番号	W02002/027994		、スプリング、テク、ロード、12200
(87) 国際公開日	平成14年4月4日 (2002.4.4)	(74) 代理人	100075812
(31) 優先権主張番号	60/234,930		弁理士 吉武 賢次
(32) 優先日	平成12年9月26日 (2000.9.26)	(74) 代理人	100088889
(33) 優先権主張国	米国 (US)		弁理士 橘谷 英俊
		(74) 代理人	100082991
			弁理士 佐藤 泰和
		(74) 代理人	100096921
			弁理士 吉元 弘
		(74) 代理人	100103263
			弁理士 川崎 康
		最終頁に続く	

(54) 【発明の名称】 符号分割多重光通信のためのシステム及び方法

(57) 【要約】

光通信のシステム (2 a) は、データストリームにて変調された直交する光符号のファミリーを形成する。これら直交する符号を形成するためには、パルスプレッダ回路を用いて等間隔のパルス流が形成され、これらパルスの振幅及び/或いは位相を変調することで、複数の直交する光符号語のファミリーが生成されるが、これら符号語の各々は一つのシンボルを表す。スプレッダ校正ユニットが正確なタイミング及び変調を確保するために用いられる。各符号語は更に所定の数のデータビットにて変調される。このデータ変調方式によると、一つの符号語がH成分とV成分に分割され、これら成分は、更に処理した後に、データにて変調され、その後、偏波光線結合器にて再結合される。こうしてデータ変調された符号語は、その後、他の符号語とともに受信機に送信される。受信された信号は、これら符号語の開始と終端を決定するシンボル同期ユニットの助けを得て検出及び復調される。受信機の所の偏波モード歪 (PMD) 補償器 (275) は、送信機の所の偏波補償器 (の状態) と協力してファイバ内の偏波歪を緩和する。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

符号分割多重光通信システムであって、

第一のデータストリームを受信し、この第一のデータストリームからの第一のデータにて変調された K 個の符号語を含む符号分割多重光信号を送信するように構成された少なくとも一つの送信機と、

前記第一の送信機に光接続され、前記符号分割多重光信号を受信し、前記符号分割多重光信号内の前記 K 個の符号語を検出及び復調し、前記第一のデータを出力するように構成された少なくとも一つの受信機と、を備え、

前記 K 個の符号語が互いに直交することを特徴とする符号分割多重光通信システム。

10

【請求項 2】

前記符号分割多重光信号内の符号語が 2 つの直交する偏波を含むことを特徴とする請求項 1 記載の光通信システム。

【請求項 3】

更に、前記送信機と受信機間の光経路内に配置された受信機端偏波補償器を備えることを特徴とする請求項 2 記載の光通信システム。

【請求項 4】

更に、前記送信機と受信機端偏波補償器間の光経路内に配置された送信機端偏波補償器を備え、この送信機端偏波補償器が前記受信機から少なくとも一つの制御信号を受信することを特徴とする請求項 3 記載の光通信システム。

20

【請求項 5】

更に、前記受信機と関連するデジタル偏波補償回路を備えることを特徴とする請求項 2 記載の光通信システム。

【請求項 6】

前記送信機が、

パルス光源と、

一つの分割器入力と複数の分割器出力を備え、入力される前記パルス光源を有し、少なくとも K 個の同一の符号光線を出力する送信機分割器と、

各々が前記少なくとも K 個の同一の符号光線の一つを受信し、一つの対応するデータ変調された符号語を出力するように構成された K 個の符号変調器と、

30

前記 K 個のデータ変調された符号語を一つの符号分割多重光信号に結合するように構成された送信機結合器と、を備え、

前記 K 個のデータ変調された符号語が互いに直交する、ことを特徴とする請求項 1 記載の光通信システム。

【請求項 7】

前記符号変調器の各々が、

所定の時間窓内に単一のパルスを含む前記 K 個の同一の符号光線の一つを受信し、前記時間窓内に P 個の変調されたパルスを有する刻印（インプリント）符号光線を出力するように構成されたパルスプレッダと、

前記パルスプレッダからの前記刻印符号光線を受信し、前記刻印符号光線を前記第一のデータストリームからのデータにて変調することで、一つのデータ変調された符号語を形成するように構成されたデータ変調器と、を備えることを特徴とする請求項 6 記載の光通信システム。

40

【請求項 8】

前記パルスプレッダが、

入力された前記 K 個の符号光線の一つを、各々が単一のパルスを有する P 個の同一の符号光線に分割するように構成された 1 : P 分割器と、

各々が単一のパルスを受信し、一つの遅延され、かつ、変調されたパルスを出力するように構成された P 個のチップ変調器とを備え、この p 番目のチップ変調器が、

前記単一のパルスを $(p - 1) * C$ （ここで $C = T / P$ はチップ期間を表し、T はシンボ

50

ル期間を表し、 p はインデックスを表す) だけ遅延するように構成された遅延回路と、前記遅延された単一のパルスをもつ長さ P のある直交する符号に属する p 番目の符号値にて符号変調するように構成されたチップ変調回路と、を含み、前記パルススプレッダがさらに

前記 P 個のチップ変調回路からの符号変調された出力を、前記シンボル期間 T 内の P 個のパルスを含む前記刻印符号光線に結合するように構成された $P : 1$ 結合器、を備えることを特徴とする請求項 7 記載の光通信システム。

【請求項 9】

前記送信機が更に、前記パルススプレッダからの前記刻印符号光線と参照光源からの光線とを入力として受信し、前記パルススプレッダに送信されるべきスプレッダ制御信号を出力するように構成されたスプレッダ校正ユニットを備えることを特徴とする請求項 8 記載の光通信システム。

10

【請求項 10】

前記データ変調器が前記第一のデータストリームからのデータを前記データ変調された符号語内の 2 つの直交する偏波上に符号化する偏波光線結合器を含むことを特徴とする請求項 7 記載の光通信システム。

【請求項 11】

前記データ変調器が、
前記刻印符号光線を同一の第一 ($H1$)、第二 ($H2$)、第三 ($V1$) 及び第四 ($V2$) の成分光線に分割するように構成された分割器回路と、
前記第二の成分光線 ($H2$) を 90° だけ位相シフトするように構成された第一の位相シフタと、
前記第四の成分光線 ($V2$) を 90° だけ位相シフトするように構成された第二の位相シフタと、
前記第一の成分光線 ($H1$) を第一のデータにて変調するように構成された第一の変調器と、
前記位相シフトされた第二の成分光線 ($H2$) を第二のデータにて変調するように構成された第二の変調器と、
前記第三の成分光線 ($V1$) を第三のデータにて変調するように構成された第三の変調器と、
前記位相シフトされた第四の成分光線 ($V2$) を第四のデータにて変調するように構成された第四の変調器と、
前記データ変調された第一の成分光線 ($H1$) を、データ変調され、かつ位相シフトされた第二の成分光線 ($H2$) と結合し、第一のデータ変調された光線 (H') を出力するように構成された第一の結合器 (840a) と、
前記データ変調された第三の成分光線 ($V1$) を、データ変調され、かつ位相シフトされた第四の成分光線 ($V2$) と結合し、第二のデータ変調された光線 (V') を出力するように構成された第二の結合器 (840b) と、
前記第一と第二のデータ変調された光線を結合し、2 つの直交する偏波を有するデータ光線 (342) を出力するように構成された偏波光線結合器 (850) と、を備えることを

20

30

40

【請求項 12】

前記受信機が、
 K 個のデータ変調された符号語を含む符号分割多重光信号を受信する分割器入力と、各々が K 個のデータ変調された符号語を含む少なくとも K 個の同一の受信された符号分割多重光信号を出力する複数の分割器出力を有する受信機分割器と、
各々が前記同一の受信された符号分割多重光信号の一つを入力される少なくとも K 個の符号受信機とを含み、各符号受信機がそれと関連して、
前記受信された符号分割多重光信号内の K 個の符号語の一つに対応する参照刻印符号光線を生成するように構成された受信機パルススプレッダと、

50

情報信号と参照信号を入力する受信機ユニットとを備え、前記情報信号が前記同一の受信された符号分割多重光信号の一つから成り、前記参照信号が前記刻印参照符号光線から成り、この受信機ユニットが、前記K個のデータ変調された符号語の内の、前記刻印参照符号光線と対応する一つを検出し、復調するように構成されることを特徴とする請求項1記載の光通信システム。

【請求項13】

前記受信機ユニットが前記情報信号と参照信号を受信する光検出回路を備え、この光検出回路が前記情報信号の第一と第二の直交する偏波成分の同相及び直交成分を出力するように構成されることを特徴とする請求項12記載の光通信システム。

【請求項14】

前記受信機ユニットがさらに、
前記情報信号の第一と第二の直交する偏波成分のデジタル化された同相及び直交成分を受信し、
これにตอบสนองして少なくとも一つの偏波制御信号を出力するように構成された偏波モード分散コントローラを備えることを特徴とする請求項14記載の光通信システム。

【請求項15】

前記少なくとも一つの偏波制御信号が前記受信機と関連する偏波補償器に入力されることを特徴とする請求項14記載の光通信システム。

【請求項16】

前記光検出回路が、
前記情報信号を受信し、第一と第二の直交偏波成分に分割するように構成された偏波光線分割器と、
前記第一の直交する偏波成分と参照信号とを入力として受信し、前記第一の直交する偏波成分の同相及び直交成分を出力するように構成された第一の光位相検出器と、
前記第二の直交する偏波成分と参照信号とを入力として受信し、前記第二の直交する偏波成分の同相及び直交成分を出力するように構成された第二の光位相検出器と、
前記情報信号の第一と第二の直交する偏波成分の前記同相及び直交成分を受信し、前記光位相検出器内で前記データ変調された符号語のシンボル境界を同期されるための少なくとも一つのタイミング信号を出力するシンボルシンクロナイザ回路と、を備えることを特徴とする請求項13記載の光通信システム。

【請求項17】

前記光検出回路が更に前記第一と第二の直交する偏波成分と同期するように構成された可変遅延ユニットを備え、この可変遅延ユニットが前記シンボルシンクロナイザ回路から遅延信号を受信することを特徴とする請求項16記載の光通信システム。

【請求項18】

前記第一と第二の光位相検出器が、それぞれ、
第一及び第二の信号入力と第一及び第二の信号出力を有する光ハイブリッド検出器を備え、
前記第一の信号出力が前記第一と第二の信号入力間の同相成分差に比例し、前記第二の信号出力が前記第一と第二の信号入力間の直交成分差に比例し、前記光位相検出器が更に
第一の増幅器、第一の低域通過フィルタ、第一のDCバイアス除去器、第一の標本保持回路、及び第一のアナログ／デジタル変換器を備え、全体が前記光ハイブリッド検出器からの第一の信号出力を処理し、デジタル化された同相成分信号を形成するように配列された第一の信号コンディショニングカスケード回路と、
第二の増幅器、第二の低域通過フィルタ、第二のDCバイアス除去器、第二の標本保持回路、及び第二のアナログ／デジタル変換器を備え、全体が前記光ハイブリッド検出器からの第二の信号出力を処理し、デジタル化された直交成分信号を形成するように配列された第二の信号コンディショニングカスケード回路と、を備えることを特徴とする請求項16記載の光通信システム。

【請求項19】

前記第一と第二の信号入力を有する光ハイブリッド検出器が、

10

20

30

40

50

前記第二の信号入力を分割及び位相シフトすることで、 0° なる位相シフトを有する第一の信号(R3)、 90° なる位相シフトを有する第二の信号(R4)、 180° なる位相シフトを有する第三の信号(R5)、及び 270° なる位相シフトを有する第四の信号(R6)を形成するように構成された光回路と、

前記第一の信号入力のコピーを、第二の信号入力の、それぞれ、 0° 、 90° 、 180° 及び 270° だけシフトされたコピーと結合することで、それぞれ、第一、第二、第三、及び第四の結合された光線を出力するように構成された第一、第二、第三及び第四の結合器と、

前記第一と第三の結合された光線を受信し、前記第一と第二の信号入力間の同相成分差に比例する第一の出力信号を出力するように構成された第一の一致検出器と、

前記第二と第四の結合された光線を受信し、前記第一と第二の信号入力間の直交成分差に比例する第二の出力信号を出力するように構成された第二の一致検出器と、を備えることを特徴とする請求項18記載の光通信システム。

【請求項20】

各々が複数の一意なチャネル波長の一つ有する符号分割多重光信号を出力するように構成されたN個の送信機と、

前記複数の送信機から前記複数の符号分割多重光信号を受信し、これらを一つの符号化されたマルチチャネル光信号に結合するように構成されたマルチプレクサと、

前記符号化されたマルチチャネル光信号を受信し、次に、こららを個別の複数の符号分割多重光信号に分離するように構成されたデマルチプレクサと、

各々が前記個別の複数の符号分割多重光信号の対応する一つを復調するように構成されたN個の受信機と、を備えることを特徴とする請求項1記載の光通信システム。

【請求項21】

前記符号分割多重信号内の符号語が2つの直交する偏波を含むことを特徴とする請求項20記載の光通信システム。

【請求項22】

更に、

各送信機と前記マルチプレクサとの間に配置された送信機端偏波補償器と、

前記デマルチプレクサと各受信機との間に配置された受信機端偏波補償器と、を備えることを特徴とする請求項21記載の光通信システム。

【請求項23】

ある特定のチャネル波長に対する前記送信機端偏波補償器を制御するための制御信号が、そのチャネル波長に対する対応する受信機によって送信されることを特徴とする請求項22記載の光通信システム。

【請求項24】

光通信システム内の通信ノードであって、

第一のデータストリームを受信し、この第一のデータストリームからの第一のデータにて変調されたK個の符号語を含む符号分割多重光信号を送信するように構成された少なくとも一つの送信機と、

前記送信機と同位置に配置され、第二のデータストリームからの第二のデータにて変調されたK個の符号語を含む符号分割多重光信号を受信し、受信された符号分割多重光信号内の前記K個の符号語を検出及び復調することで前記第二のデータストリーム内の第二のデータを回復するように構成された少なくとも一つの受信機と、を備え、

前記K個の符号語が互いに直交することを特徴とする通信ノード。

【請求項25】

各々が複数の一意な波長の一つを有する符号分割多重信号を出力するように構成された複数のN個の同位置に配置された送信機と、

前記複数の送信機からの前記複数の符号分割多重信号を受信し、これらを一つの符号化されたマルチチャネル光信号に結合するように構成された同位置に配置されたマルチプレクサと、

10

20

30

40

50

符号化されたマルチチャネル光信号を受信し、これらを個別の複数の符号分割多重信号に分離するように構成された同位置に配置されたデマルチプレクサと、各々が前記個別の複数の符号分割多重信号の対応する一つを復調するように構成された複数のN個の同位置に配置された受信機と、を備えることを特徴とする請求項24記載の通信ノード。

【請求項26】

前記符号語が2つの直交する偏波を含むことを特徴とする請求項25記載の通信ノード。

【請求項27】

更に、

各送信機と前記マルチプレクサとの間に配置された送信機端偏波補償器と、
前記デマルチプレクサと各受信機との間に配置された受信機端偏波補償器と、を備えることを特徴とする請求項26記載の通信ノード。

【請求項28】

光受信機によって受信される信号内の偏波モード分散を補償するための方法であって、

(a) 信号源と光受信機間の光経路内に偏波補償デバイスを設けるステップと、

(b) 前記偏波補償デバイスを複数の候補受信機偏波状態(SOP)設定にディザリングし、これら候補受信機SOP設定の各々の性能を反映する尺度を推定及び格納するステップと、

(c) これら格納された尺度の内の最適な値に対応する最適受信機SOP設定を選択し、前記偏波補償デバイスをこの最適受信機SOP設定に調節するステップと、

(d) 終端条件に達するまでステップ(b)と(c)を反復するステップと、を含む方法

【請求項29】

前記尺度が信号対雑音比(SNR)から成り、前記最適受信機SOP設定を選択するステップが、最も高い信号対雑音比(SNR)を与える候補設定に基づく請求項28記載の方法。

【請求項30】

送信機によって受信機に送られた送信信号の偏波状態を調節するための方法であって、

(a) 前記送信機と受信機間の光経路内に送信機端偏波補償デバイスを設け、前記送信機端偏波補償デバイスと受信機間の光経路内に受信機端偏波補償デバイスを設けるステップと、

(b) 前記受信機端偏波補償デバイスを複数の候補受信機偏波状態(SOP)設定にディザリングし、これら候補受信機SOP設定の各々の性能を反映する第二の尺度を推定(及び格納)するステップと、

(c) これら格納された第二の尺度の内の最適な値に対応する最適受信機SOP設定を選択し、前記受信機端偏波補償デバイスをこの最適受信機SOP設定に調節するステップと、

(d) 終端条件に達するまでステップ(b)と(c)を反復するステップと、

(e) 前記送信機端偏波補償デバイスを複数の候補送信機偏波状態(SOP)設定にディザリングし、前記送信機端偏波補償デバイスがディザリングされる度にこれに従って受信機端偏波補償デバイスを調節し、これら複数の候補受信機SOP設定の各々の性能を反映する第二のセットの尺度を推定及び格納するステップと、

(f) こうして格納された第二の尺度の内の最適な値に対応する最適送信機SOP設定を選択するステップと、

(g) 前記送信機端偏波補償デバイスを前記最適送信機SOP設定に調節し、これに従って前記受信機端偏波補償デバイスを調節するステップと、を含む方法。

【請求項31】

前記第一と第二の尺度が信号対雑音比(SNR)から成り、前記最適受信機SOP設定を選択するステップと前記前記最適送信機設定を選択するステップが、それぞれ、最も高い信号対雑音比(SNR)を与える候補設定に基づくことを特徴とする請求項30記載の方

10

20

30

40

50

法。

【請求項 3 2】

多重信号内に埋め込まれたシンボルの開始を決定するためのシンボルシンクロナイザであって、

(a) 前記多重信号を受信するように配置され、第一のサンプリング時間においてサンプリングされた前記多重信号を表す信号を生成する先発ゲートと、

(b) 前記多重信号を受信するように配置され、第二のサンプリング時間においてサンプリングされた前記多重信号を表す信号を生成する後発ゲートと、

(c) 前記先発ゲートからの信号を受信するように配置され、第一のサンプリング時間においてサンプリングされたシンボルのエネルギーを表す先発シンボルエネルギー信号を生成する第一の二乗器と、 10

(d) 前記後発ゲートからの信号を受信するように配置され、第二のサンプリング時間においてサンプリングされたシンボルのエネルギーを表す後発シンボルエネルギー信号を生成する第二の二乗器と、

(e) 前記先発シンボルエネルギー信号を受信するように配置され、両シンボルエネルギーとも第一のサンプリング時間においてサンプリングされた、現在のシンボルエネルギーと前のシンボルエネルギーとの間の差を表す信号を生成する第一の差手段と、

(f) 前記後発シンボルエネルギー信号を受信するように配置され、両シンボルエネルギーとも第二のサンプリング時間においてサンプリングされた、現在のシンボルエネルギーと前のシンボルエネルギーとの間の差を表す信号を生成する第二の差手段と、 20

(g) 前記第一の差手段及び第二の差手段からの信号を受信するように配置された、前記先発ゲートシンボルエネルギー差と前記後発ゲートシンボルエネルギー差の間の差を表すループエラー信号を生成する第三の差手段と、

(h) 前記ループエラー信号を受信するように配置された、前記ループエラー信号に基づいて VCO 信号を生成するループフィルタと、

(i) 電圧制御発振器 (VCO) とを備え、この電圧制御発振器 (VCO) が前記 VCO 信号に基づいてタイミング信号を生成し、このタイミング信号によって前記先発及び後発ゲートの前記第一と第二のサンプリング時間が制御されることを特徴とするシンボルシンクロナイザ。 30

【請求項 3 3】

多重データ信号からの選択されたデータ信号をシンボル同期するための方法であって、

(a) 前記選択されたデータ信号のシンボル間エネルギー差を測定するステップと、

(b) 前記選択されたデータ信号の前記のように測定されるシンボル間エネルギー差が最小となるような同期タイミング信号を生成するステップと、を含むことを特徴とする方法。 30

【請求項 3 4】

前記測定ステップが更に

(i) 前記サンプリングがシンボルの推定される開始点において開始されるようなやり方にて先発シンボル間エネルギー差を測定するステップと、

(i i) 前記サンプリングがシンボルの推定される開始点の後に開始されるようなやり方にて後発シンボル間エネルギー差を測定するステップと、を含むことを特徴とする請求項 3 3 記載の方法。 40

【請求項 3 5】

前記シンボル間エネルギー差を測定するステップが

(i) 第一のシンボルエネルギーを測定するステップと、

(i i) 前記第一のシンボルエネルギーを 1 シンボル期間だけ遅延させるステップと、

(i i i) 第二のシンボルエネルギーを測定するステップと、

(i v) シンボル間エネルギー差を、前記第二のシンボルエネルギーから前記遅延された第一のシンボルエネルギーを引くことで決定するステップと、を含むことを特徴とする請求項 3 4 記載の方法。 50

【請求項 36】

符号分割多重光信号送信機であって、
パルス光源と、

一つの分割入力と複数の分割出力を備え、前記パルス光源からの光線を入力し、少なくとも K 個の同一の符号光線を出力する送信機分割器と、

各々が前記少なくとも K 個の同一の符号光線の一つを受信し、一つの対応するデータ変調された符号語を出力するように構成された K 個の符号変調器と、

前記 K 個のデータ変調された符号語を、これら K 個のデータ変調された符号語を含む一つの符号分割多重光信号に結合するように構成された送信機結合器と、を備え、これら K 個のデータ変調された符号語が、互いに直交し、2つの直交する偏波を含むことを特徴とする送信機。

10

【請求項 37】

T なる長さのシンボル期間内に単一のパルスを含む符号光線を受信し、2つの直交する偏波を有し、長さ $C = T / P$ なるチップ期間を有する P 個の変調されたパルスを含む、一つのデータ変調された符号語を出力するように構成された符号変調器であって、

前記シンボル期間内に単一の符号光線を受信し、前記シンボル期間内に P 個の変調されたパルスを有する刻印符号光線を出力するように構成されたパルスプレッダと、

前記パルスプレッダからの前記刻印符号光線を受信し、前記刻印符号光線をデータストリームからのデータにて変調することで、一つのデータ変調された符号語を形成するように構成されたデータ変調器と、を備える符号変調器。

20

【請求項 38】

T なる長さのシンボル期間内に単一のパルスを含む符号光線を受信し、長さ $C = T / P$ なるチップ期間を有する P 個の変調されたパルスを含む刻印符号光線を出力するように構成されたパルスプレッダであって、

入力された前記符号光線を、各々が単一のパルスを有する P 個の同一の符号光線に分割するように構成された 1 : P 分割器と、

各々が単一のパルスを受信し、一つの遅延され、かつ、変調されたパルスを出力するように構成された P 個のチップ変調器とを備え、この p 番目のチップ変調器が、

前記単一のパルスを $(p - 1) * C$ (ここで $C = T / P$ はチップ期間を表し、p はインデックスを表す) だけ遅延するように構成された遅延回路と、

30

前記遅延された単一のパルスを、長さ P の直交する符号に属する p 番目の符号値にて符号変調するように構成されたチップ変調回路とを含み、このパルスプレッダがさらに前記 P 個のチップ変調回路からの符号変調された出力を、前記シンボル期間 T 内に P 個のパルスを含む刻印符号光線に結合するように構成された P : 1 結合器を備えるパルスプレッダ。

【請求項 39】

入力信号を変調するための光信号データ変調器であって、

前記入力信号を同一の第一 (H1)、第二 (H2)、第三 (V1) 及び第四 (V2) の成分光線に分割するように構成された光分割器回路と、

前記第二の成分光線 (H2) を 90° だけ位相シフトするように構成された第一の位相シフタと、

40

前記第四の成分光線 (V2) を 90° だけ位相シフトするように構成された第二の位相シフタと、

前記第一の成分光線 (H1) を第一のデータにて変調するように構成された第一の変調器と、

前記位相シフトされた第二の成分光線 (H2) を第二のデータにて変調するように構成された第二の変調器と、

前記第三の成分光線 (V1) を第三のデータにて変調するように構成された第三の変調器と、

前記位相シフトされた第四の成分光線 (V2) を第四のデータにて変調するように構成さ

50

れた第四の変調器と、

前記データ変調された第一の成分光線（H 1）を、データ変調され、かつ位相シフトされた第二の成分光線（H 2）と結合し、第一のデータ変調された光線（H'）を出力するように構成された第一の結合器（8 4 0 a）と、

前記データ変調された第三の成分光線（V 1）を、データ変調され、かつ位相シフトされた第四の成分光線（V 2）と結合し、第二のデータ変調された光線（V'）を出力するように構成された第二の結合器（8 4 0 b）と、

前記第一と第二のデータ変調された光線を結合し、2つの直交する偏波を有するデータ光線（3 4 2）を出力するように構成された偏波光線結合器（8 5 0）と、を備えることを特徴とする光信号データ変調器。

10

【請求項 4 0】

前記第一と第二の位相シフタ及び前記第一、第二、第三、第四の変調器が電力バランスからの制御信号を受信することを特徴とする請求項 3 9 記載の光信号データ変調器。

【請求項 4 1】

符号分割多重光信号受信機であって、

データ変調されたK個の符号語を含む符号分割多重光信号を受信する分割器入力と、各々がK個のデータ変調された符号語を含む少なくともK個の同一の受信された符号分割多重光信号を出力する複数の分割器出力を有する受信機分割器と、

各々が前記同一の受信された符号分割多重光信号の一つを入力される少なくともK個の符号受信機と、を含み、各符号受信機がそれと関連して、

20

前記受信された符号分割多重光信号内のK個の符号語の一つに対応する参照刻印符号光線を生成するように構成された受信機パルスプレッタと、

情報信号と参照信号とを入力する受信機ユニットとを備え、前記情報信号が前記同一の受信された符号分割多重光信号の前記一つから成り、前記参照信号が前記刻印参照符号光線から成り、この受信機ユニットが前記K個のデータ変調された符号語の内の、前記刻印参照符号光線と対応する前記一つを検出し、復調するように構成されることを特徴とする受信機。

【請求項 4 2】

情報信号と参照信号を受信するように構成された光検出回路であって、

前記情報信号を受信し、第一と第二の直交する偏波成分に分割するように構成された偏波光線分割器と、

30

前記第一の直交する偏波成分と参照信号を入力として受信し、前記第一の直交する偏波成分の同相及び直交成分を出力するように構成された第一の光位相検出器と、

前記第二の直交する偏波成分と参照信号を入力として受信し、前記第二の直交する偏波成分の同相及び直交成分を出力するように構成された第二の光位相検出器と、を備えることを特徴とする光検出回路。

【請求項 4 3】

更に、

前記情報信号の第一と第二の直交する偏波成分の前記同相及び直交成分を受信し、少なくとも一つのタイミング信号を前記光位相検出器に出力するシンボルシンクロナイザ回路と

40

、
前記第一と第二の直交する偏波成分を同期するように構成された可変遅延ユニットとを備え、この可変遅延ユニットが前記シンボルシンクロナイザ回路から遅延信号を受信することを特徴とする請求項 4 2 記載の光検出回路。

【請求項 4 4】

光位相検出器であって、

第一及び第二の信号入力と第一及び第二の信号出力を有する光ハイブリッド検出器を備え、前記第一の信号出力が前記第一と第二の信号入力間の同相成分差に比例し、前記第二の信号出力が前記第一と第二の信号入力間の直交成分差に比例し、更に

第一の増幅器、第一の低域通過フィルタ、第一のDCバイアス除去器、第一の標本保持回

50

路、及び第一のアナログ／デジタル変換器を備え、全体が前記光ハイブリッド検出器からの第一の信号出力を処理し、デジタル化された同相成分信号を形成するように配列された第一の信号コンディショニングカスケード回路と、
第二の増幅器、第二の低域通過フィルタ、第二のDCバイアス除去器、第二の標本保持回路、及び第二のアナログ／デジタル変換器を備え、全体が前記光ハイブリッド検出器からの第二の信号出力を処理し、デジタル化された直交成分信号を形成するように配列された第二の信号コンディショニングカスケード回路と、を備えることを特徴とする光位相検出器。

【請求項 45】

前記第一と第二の信号入力を有する光ハイブリッド検出器が、
前記第二の信号入力を分割及び位相シフトすることで、 0° なる位相シフトを有する第一の信号(R3)、 90° なる位相シフトを有する第二の信号(R4)、 180° なる位相シフトを有する第三の信号(R5)、及び 270° なる位相シフトを有する第四の信号(R6)を形成するように構成された光回路と、
前記第一の信号入力のコピーを、前記第二の信号入力の、それぞれ、 0° 、 90° 、 180° 及び 270° だけシフトされたコピーと結合することで、それぞれ、第一、第二、第三、及び第四の結合された光線を出力するように構成された第一、第二、第三及び第四の結合器と、
前記第一と第三の結合された光線を受信し、前記第一と第二の信号入力間の同相成分差に比例する第一の出力信号を出力するように構成された第一の一致検出器と、
前記第二と第四の結合された光線を受信し、前記第一と第二の信号入力間の直交成分差に比例する第二の出力信号を出力するように構成された第二の一致検出器と、を備えることを特徴とする請求項44記載の光位相検出器。

【請求項 46】

第一と第二の信号入力を有する光ハイブリッド検出器であって、
前記第二の信号入力を分割及び位相シフトすることで、 0° なる位相シフトを有する第一の信号(R3)、 90° なる位相シフトを有する第二の信号(R4)、 180° なる位相シフトを有する第三の信号(R5)、及び 270° なる位相シフトを有する第四の信号(R6)を形成するように構成された光回路と、
前記第一の信号入力のコピーを、前記第二の信号入力の、それぞれ、 0° 、 90° 、 180° 及び 270° だけシフトされたコピーと結合することで、それぞれ、第一、第二、第三、及び第四の結合された光線を出力するように構成された第一、第二、第三及び第四の結合器と、
前記第一と第三の結合された光線を受信し、前記第一と第二の信号入力間の同相成分差に比例する第一の出力信号を出力するように構成された第一の一致検出器と、
前記第二と第四の結合された光線を受信し、前記第一と第二の信号入力間の直交成分差に比例する第二の出力信号を出力するように構成された第二の一致検出器と、を備えることを特徴とする光ハイブリッド検出器。

【請求項 47】

符号分割多重光信号送信機であって、
パルス光源と、
前記パルス光源を受信し、第一の複数の変調されたサブ符号光線を出力するための、分割器と第一の複数の動的符号変調器を備える第一の変調段と、
前記変調されたサブ符号光線を受信し、第二の複数の刻印符号光線を出力するための、前記複数の変調されるサブ符号光線の各々に対する分割器と各々が一つの刻印符号光線を出力するように構成された複数のパルスプレッダとを備える第二の変調器段と、
前記複数の刻印符号光線の各々をデータ変調することで、一つの対応するデータ変調された符号光線を形成するように構成されたデータ変調段と、
前記データ変調された符号光線を一つの符号分割多重光信号に結合するように構成された結合器と、を備えることを特徴とする送信機。

【発明の詳細な説明】

【0001】

関連する出願

本発明は2000年9月26日付けで出願された合衆国仮出願第60/234,930号に係る優先権を主張するものである。

【0002】

発明の技術分野

本発明は、高いスペクトル効率を達成するために変調技術を利用する光通信システムの分野に関する。

【0003】

発明の背景

高密度波長分割多重化(dense wavelength division multiplexing, DWDM)方式は、複数の入力光信号をある指定された周波数バンド内の特定の周波数(波長ラムダ)に割当て、次にこの結果としての信号を多重化し、一つのファイバ上に送出することで、埋設されたファイバの容量を増加する。DWDM方式においては、通信網の容量を増やすために、複数の光信号が、これらを一つのグループとして増幅し、単一のファイバを通じて伝送できるように結合される。各信号は、異なる速度(OC-3/12/24、等)と、異なるフォーマット(SONET、ATM、データ、等)にて伝送されうる。光ファイバの使用可能なバンドの帯域幅は、将来の成長を考えると限られており、このためにDWDMシステムのスペクトル効率を増加する努力がなされている。

【0004】

図1は従来の技術によるシンプレックスDWDMシステムのブロック図である。DWDMマルチプレクサ110は、以降ここではチャンネルと呼ばれる、複数の光信号を単一のマルチチャンネル光信号に結合し、これが光ファイバ120を通じて伝送れる。光ファイバ120には、光信号を増幅するために増幅器125が接続される。他方、DWDMデマルチプレクサ130は、光ファイバ120を通じて伝送されたマルチチャンネル光信号を受信し、これを複数の個別のチャンネルに分割する。各チャンネルは、図1において、 λ_i として示される、一意な波長を有する。ここで、インデックス*i*は、1から*N*を表し、*N*はDWDMシステム内のチャンネルの数を表す。*N*-チャンネルDWDMシステムの場合は、各チャンネルに対して一つの送信機140と一つの受信機150が割当てられ、全体で、*N*個の送信機140と*N*個の受信機150が存在する。送信機140は自身のチャンネル波長を有する光搬送波信号を生成し、この搬送波信号を単一のデータストリームにて変調した後に、この変調された光信号をマルチプレクサ110に送信する。次に、マルチプレクサ110は、異なるチャンネル波長を有するこれら*N*個の変調された光信号を単一のマルチチャンネル光信号に結合し、これをファイバ120を通じて伝送する。デマルチプレクサ130は、このマルチチャンネル光信号を受信し、これを異なるチャンネル波長に分離する。次に、各受信機150は、この分離されたチャンネル信号の一つを復調することで、データ信号を抽出する。図1は従来の技術による単純なシステムを示すが、実際には、各端子に一つ或いは複数の送信機及び受信機を備えるジュープレックスシステムが用いられることに注意されたい。DWDMシステムとこの構成要素の詳細については、Dutton, Harry J. R. Understanding Optical Communications, 1998, pp. 513-568, ISBN 0-13-020141-3 において説明されているためにこれを参照されたい。

【0005】

単一の光ファイバを用いて伝送可能なデータ速度(秒当たりのビット数、bps)は、以下の方法、すなわち、データ変調速度を増加すること；ファイバ当たりのチャンネルの数を増加すること；より高いスペクトル効率を有する変調方式を選択すること；等の一つ或いは複数を組合せることで増加することができる。

【0006】

10

20

30

40

50

データ変調速度を増加するやり方は、半導体技術とコスト、並びに、ファイバの周波数依存性の問題 (frequency-dependent fiber impairments)、色 (chromatic) 及び偏波モード分散 (Polarization Mode Dispersion, PMD) 等によって制限される。ファイバ当たりのチャネル数を増加するやり方は、光学材料の特性によって制限される。DWDMシステムの最近の及び提唱されている実現においては、チャネル変調速度としては、約10GHz (OC-192) が用いられ、チャネル数としては、1530nmと1560nmの間の従来の光バンド (C-バンド) 内の40チャネルが用いられる。こうして、単一の光ファイバを通じての伝送ビット速度は、約400Gbpsとなる。各チャネルは約100GHzなる帯域幅を有する。チャネルスペクトル効率はチャネルビット速度をチャネル帯域幅にて割ったものとして定義される。従って、このシステムのスペクトル効率は、0.1ビット/Hzとなる。このスペクトル効率は、直交位相シフトキーイング (quadrature phase shift keying, QPSK) 等のコヒーレント変調技法を用いることで2倍にすることができる。QPSK方式においては、変調期間当たり2ビットが符号化され、このため、チャネル伝送ビット速度は20Gbpsに倍増される。QPSKの際に符号化されるこれら2ビットは、シンボル (symbol) と呼ばれ、この変調期間は、シンボル期間 (symbol period) と呼ばれる。このシンボル期間の逆数が、シンボル速度 (symbol rate) となる。

【0007】

チャネルビット速度は、更に、2つのデータストリーム (data stream) を単一のチャネルに結合することによっても倍増することができる。Panに交付された合衆国特許第6,038,357号は、第一のデータストリームによって変調された光信号を、第二のデータストリームによって変調された光信号の偏波面と直交する偏波面に偏波することで、2つのデータストリームを単一のチャネルに結合する光ファイバ網を開示する。

【0008】

光ファイバ内の偏波モード分散 (PMD) は、楕円コアの存在によって或いは非円対称性応力によって円対称性が乱された場合に発生する。円対称性が失われると、結果として、ファイバの2つの偏波モードと関連する群速度 (group velocities) の間に差が生じる。PMDの最も大きな影響は、狭いバンドのパルスが2つの直交する偏波パルス (2つの像) に分割され、これらがファイバ内を異なる群速度にて伝播することである。この2つの像が複屈折ファイバ内を伝播する過程において、これらの偏波の状態 (states of polarization, SOP) が絶えず変化を受け、これら2つの像がランダムな結合が起こる。

【0009】

PMDは複数のファイバ間でランダムに変動する。更に、PMDは、単一のファイバ内でも光搬送波の周波数と周囲の温度に依存してランダムに変動する。PMDは、信号を広げ、劣化させるとともに、信号が、その信号内に符号化されている情報が失われることなく、伝搬できる距離を制限する。

【0010】

従って、現存の及び/或いは計画されたDWDM標準 (2.048GbpsのOC-48、或いは10GbpsのOC-192) のスペクトル効率を、現存の光ファイバケーブルを用いるという前提の下で、改善する必要性が残されている。更に、受信される光信号のPMDを補償する必要性が存在する。

【0011】

発明の概要

一面においては、本発明は光通信システムに向けられる。このシステムは、第一のデータストリームを受信し、このデータストリームからの第一のデータにて変調されたK個の符号語を含む一つの符号分割多重光信号を送信するように構成された送信機と、この第一の送信機に光接続され、この符号分割多重光信号を受信し、この符号分割多重光信号内のK

10

20

30

40

50

個の符号語を検出及び復調し、第一のデータを出力するように構成された受信機とを備える。これら K 個の符号語は、互いに直交し、この符号分割多重光信号内のこれら符号語は、H 偏波と V 偏波を含む。

【0012】

もう一面においては、本発明は光通信システム内のノードに向けられ、このノードは、同位置に配置された上述のような送信機と受信機を備える。

【0013】

もう一面においては、本発明は、各々が P 個のパルスを含む K 個の符号語を送信するための符号分割多重光通信システム用の送信機に向けられる。一つの実施例においては、この送信機は、パルス光源と、このパルス光源からの少なくとも K 個の同一の符号光線を出
10
力するように構成された送信機分割器と、これら K 個の同一の符号光線の各々に対する、各々がこれら K 個の同一の符号光線の一つを受信し、一つの対応するデータストリームを出力するように構成された符号変調器と、これら K 個のデータストリームを受信及び結合することで、K 個のデータ変調された符号語を含む一つの符号分割多重光信号を形成するように構成された送信機結合器とを備える。

【0014】

もう一つの実施例においては、本発明のこの送信機は、複数の符号化段を有し、第一の符号化段は動的符号変調器を採用し、第二の符号化段はパルスプレッタを採用する。

【0015】

もう一面においては、本発明は光送信機内で用いるための符号変調器に向けられる。この符号変調器は、パルスプレッタとデータ変調器を備える。パルスプレッタは、入力パ
20
ルスを複数の P 個（ここで P は符号語内の時間チップの数を表す）の並列なパルスに分割する分割器と、これら P 個のパルスの各々を遅延し、符号変調するための時間チップ変調器と、これら個々の遅延され、かつ、符号変調されたパルスから単一の符号語を形成するための P : 1 結合器を含む。

【0016】

もう一面においては、本発明は、所定の時間窓内に単一のパルスを受信し、この時間窓内に P 個の変調されたパルスを有する一つの刻印（インプリント）符号光線を出
30
力するように構成されたパルスプレッタ回路に向けられる。プレッタ校正ユニットは、パルスプレッタからの刻印符号光線と参照光源からの光線を入力として受信し、パルスプレッタに送信されるべきプレッタ制御信号を出力する。

【0017】

もう一面においては、本発明は各パルスプレッタが正しい変調を有することを確保するためのプレッタ校正ユニットに向けられる。

【0018】

もう一面においては、本発明は、本発明の符号変調器内で用いるための光信号データ変調器に向けられる。この光信号データ変調器は、直交する複数の符号のファミリーに属するある符号語の P 個の時間チップを受信し、これら直交する符号語をデータにて変調する
40
ように構成される。このデータ変調器は、入力パルスを H 成分と V 成分に分割する電力分割器と、各成分を、それぞれ、H1 と H2 及び V1 と V2 なるサブ成分に電力分割するペアの電力分割器と、H2 と V2 サブ成分を、それぞれ、H1 と V1 サブ成分から 90° だけ位相シフトするペアの位相シフタと、その後、各サブ成分を変調する 4 つのビット変調器と、2 つの変調された H 成分を結合することでデータ変調された H' 成分とデータ変調された V' 成分を形成するペアの第一の結合器と、これらデータ変調された H' と V' 成分を二つの直交する偏波に結合する偏波光線結合器とを備える。

【0019】

もう一面においては、本発明は K 個の直交するデータ変調された符号語を含む受信情報信号を K 個の同一の受信情報信号に分割するように構成された受信機分割器と、K 個の符号
50
受信機とを備える受信機に向けられる。K 個の各符号受信機は、これら K 個の直交するデータ変調された符号語の一つに対応する参照信号を形成するように構成された受信機パル

スプレッタと、情報信号と参照信号を入力する受信機ユニットとを備え、この受信機ユニットは、これらK個のデータ変調された符号語の内の参照信号と対応する一つを検出及び復調するように構成される。

【0020】

もう一面においては、本発明は、本発明による受信機ユニット内で用いるための光検出回路に向けられる。この光検出回路は、情報信号と参照信号を受信し、この情報信号の第一と第二の直交する偏波成分の同相及び直交成分を出力する。この光検出回路は、この情報信号を第一と第二の直交する偏波成分に分割する偏波光線分割器と、この第一の直交する偏波成分と参照信号を入力として受信し、第一の直交する偏波成分の同相及び直交成分を出力する第一の光位相検出器と、第二の直交する偏波成分と同一の参照信号を入力として受信し、この第二の直交する偏波成分の同相及び直交成分を出力する第二の光位相検出器と、この情報信号の第一と第二の直交する偏波成分の同相及び直交成分を受信し、この光位相検出器内でのデータ変調された符号語のシンボル境界を同期されるための少なくとも一つのタイミング信号を出力するシンボルシンクロナイザ回路とを備える。

10

【0021】

この受信機と関連する偏波モード分散コントローラは、この情報信号の第一と第二の直交する偏波成分のデジタル化された同相及び直交成分を受信し、これに応答して少なくとも一つの偏波制御信号を出力する。

【0022】

もう一面においては、本発明は、第一及び第二の信号入力と第一及び第二の信号出力を有する光ハイブリッド検出器を備える光位相検出器に向けられる。この第一の信号出力は、これら第一と第二の信号入力間の同相成分差に比例し、第二の信号出力は、これら第一と第二の信号入力間の直交成分差に比例する。この光位相検出器は、更に、この光ハイブリッド検出器からの第一の信号出力を処理することで、デジタル化された同相成分信号を形成するように配列された第一の信号コンディショニングカスケード回路と、この光ハイブリッド検出器からの第二の信号出力を処理することで、デジタル化された直交成分信号を形成するように配列された第二の信号コンディショニングカスケード回路とを備える。

20

【0023】

もう一面においては、本発明は、第一及び第二の信号入力と第一及び第二の信号出力を有する光ハイブリッド検出器に向けられる。この光ハイブリッド検出器は、分割器と、位相シフタと、第一と第二の信号入力の複素共役成分を形成する結合器とを備える。これら複素共役成分は、第一と第二の信号入力の直交成分差及び同相成分差を出力するペアの一致検出器に入力される。

30

【0024】

もう一面においては、本発明は、多重データ信号からのある選択されたデータ信号のシンボルを同期するためのシンボルシンクロナイザに向けられる。このシンボルシンクロナイザは、最大エネルギーを見つけるのではなく、シンボル間エネルギー差を用いる。

【0025】

もう一面においては、本発明は、ファイバと、中継器を用いることなく長距離に渡って埋設されたファイバ環境の変動に起因する偏波モード分散(PMD)を補償するための、PSPに基づくPMD補償器に向けられる。受信機は、伝送された信号の偏波を、受信信号の偏波の状態(SOP)をファイバ内に発射された信号のSOPと整合することで回復する。送信機は、ファイバ内に光信号を発射するための最適SOPを、このSOPをファイバの主偏波状態(principal state of polarization, PSP)軸と整合することで選択する。PSP軸に沿って伝送されるSOPは、周波数依存性を殆ど示さず、このため伝播する信号の結合が最小となる。ファイバ内における偏波の変形(polarization transformation)は、時間と共に変動する過程であり、受信機PMD補償器と送信機SOP補償器の両方がこれらの変化を追跡できることを要求される。受信機は、別個のチャネルを介して送信機に情報を送り返し、これに基づいて、送信機のSOP補償器が、伝送されたSOPがPSPと再び整合するよ

40

50

うに調節される。

【0026】

さらにもう一面においては、本発明は、受信機端偏波補償デバイスを調節するための方法と、送信機端偏波補償デバイスを調節するための方法に向けられる。

【0027】

本発明は、本発明の好ましい実施の形態、本発明の特定の実施例、及び付録の図面の詳細な説明からより良く理解できるものである。

【0028】

【発明の実施の形態】

好ましい実施例の詳細な説明

図2aは本発明によるシンプレックス通信システム249のシステムアーキテクチャのブロック図である。この通信システム249は送信機端259及び受信機端269を有する。送信機端259は、N個の送信機モジュール257を有する。各送信機モジュールは、N個のチャンネルの一つと対応し、各チャンネルは異なる波長 λ_i を有する。ここでインデックスiは1からNを表す。受信機端269はN個の対応する受信機モジュール267を有する。図2aに示すように、各送信機モジュール257は、送信機250と、好ましくは、送信機とマルチプレクサとの間に配置された送信機端偏波状態 (state of polarization, SOP) 補償器275を含む。このような送信機端SOP補償器が各チャンネルに対して一つ提供される。同様に、各受信機モジュール267は、受信機260と、好ましくは、受信機端偏波モード歪 (polarization mode distortion, PMD) 補償器285を含む。図2aに示すように、受信機PDM補償器はデマルチプレクサと各受信機との間に配置され、このような補償器が各チャンネルに対して一つ提供される。

【0029】

各送信機モジュール257は、そのチャンネルに対して、全部でK個のデータストリームを受信する。これらデータストリームが $DATA_{ijk}$ によって表されるが、ここで、サブスクリプト「i」は、ここでもチャンネルインデックスを表し、jは、(「H」或いは「V」いずれかの) 偏波インデックスを表し、サブスクリプト「k」は、データストリームインデックスを表す。ある与えられた「i」と「k」に対して、好ましくは、「H」と「V」データストリームを用いて、HとV偏波上に同一の符号語が変調される。こうして、各符号語が、送信されるとき、両方の偏波上に用いられ、各偏波は異なるデータ $DATA_{Hk}$ と $DATA_{Vk}$ を伝送する。こうして、インデックス「j」は、二つの可能な値のみを取るために、結果的には、入力データストリームは2K個のデータストリームを含み、各データストリームは、終局的には符号化されH偏波上に送信される第一の成分と、終局的には符号化されV偏波上に送信される第二の成分を有する、ものとみなすことができる。

【0030】

上述の「データストリーム (data stream)」なる語句は、本発明による符号化の効果を解説するためには都合が良いが、ただし、単一のデータストリームは、上述の「 $DATA_{ijk}$ 」表現を含む様々なやり方にてフォーマット化できることに留意すべきである。重要な点は、好ましくは、入力データを用いて、同一の符号語がHとV偏波の両方の上に変調され、全体でK個の符号語が結合され、各チャンネル上に送信され；各符号語はある「 $DATA_{ijk}$ 」データストリームからの「H」と「V」の両方のデータ成分、つまり、両方の「j」値を含み、これらが単一の符号語内に符号化されることである。

【0031】

各送信機モジュール257は、好ましくは、K個のデータストリームをその送信機250によって作成されたK個の符号を用いて符号化し、好ましくは、4ビットが各符号語上に符号化される。各チャンネルに対して符号化された信号は、マルチプレクサ210に送られ、マルチプレクサ210は、これら符号化されたチャンネルを単一の符号化されたマルチチャンネル光信号に結合する。この符号化されたマルチチャンネル光信号は、光ファイバ220

を通じてデマルチプレクサ 230 に送られ、デマルチプレクサ 230 はこの符号化されたマルチチャネル光信号を様々なチャネル波長に分離する。これら個々のチャネルは、次に、そのチャネルに対応する受信機モジュール 267 に送られる。これは本発明の要件ではないが、必要であれば、光増幅器 222 を用いることもできる。受信機モジュール 267 においては、受信信号は受信機 260 によって受信及び復調され、受信機 260 は K 個のデータストリームを出力する。

【0032】

補償を行うためには、受信機回路 260 は、補助信号 295 を送信機側 SOP 補償器 275 に送る。これは、好ましくは、帯域外にて、持続的に行われ、これによって、ファイバ及び他のオプティクスに起因する偏波モードの歪 (PMD) が緩和される。

10

【0033】

図 2b は本発明による双方向光ファイバ通信リンクの一方の半分を表すノード 299 を示す。ノード 299 は、好ましくは、N 個のチャネル 240 を収容し、各チャネルは、送信機 250 と受信機 260 を含むセットから成り、各セットは同一位置に配置される。現実には、好ましくは、これら N 個のチャネルの各セットの全てが単一のサイト或いはノードの所に配置される。

【0034】

この通信リンクの各端は、下流光ファイバ 220 に接続された DWDM マルチプレクサ (Dux) 210 と、上流光ファイバ 225 に接続された DWDM デマルチプレクサ (Demux) 230 とを有する。下流ファイバ 220 はリンクの他端においてはデマルチプレクサ (Demux) に接続され、上流ファイバ 225 はリンクの他端においてはマルチプレクサ (Mux) に接続される。一つの好ましい実施例においては、これら光ファイバ 220、225 は、光信号を C-バンド (1530 nm と 1560 nm との間の波長) を用いて送信する能力を有するシングルモードファイバとされる。マルチプレクサ 210 は、N 個のチャネル 240 をファイバ 220 を通じて送信するために多重化し、デマルチプレクサ 230 は、ファイバ 220 から受信される光信号を N 個のチャネル 240 に分離する。明快さの目的で、図 2 は、二つのチャネル 240 のみを示すが、図 2 には、実際には、N 個のチャネルが存在することがわかる。

20

【0035】

各チャネル 240 は、異なる波長 λ_i を用いるが、ここで、インデックス i は、1 から N を表す。一つの好ましい実施例においては、N は 40 とされ、こうして各チャネルに、約 100 GHz なる帯域幅が与えられる。各チャネル 240 は、K 個の符号 280 を伝送する能力を有し、各符号 280 は、一つのデータストリームを伝送する。各チャネル 240 に対して、送信機 (Tx) 250 は、K 個の符号を作成し、各符号 280 を一つのデータストリームにて変調し、これら K 個の変調された符号を一つの光チャネル信号 245 に結合し、その後、この光信号 245 をマルチプレクサ 210 に送る。各チャネル 240 は、更に、受信機 (Rx) 260 も含むが、これはデマルチプレクサ 230 からの K 個のデータストリームを回復 (受信) する。

30

【0036】

一つの好ましい実施例においては、K = 16 個の符号が、C-バンドの N = 40 個のチャネルの各々内において、400 ps なるシンボル期間とシンボル当たり 4 ビットという条件にて、2.5 GHz なるシンボル速度にて伝送され、この結果として、6.4 Tb/s なる容量と、1.6 ビット/Hz なるスペクトル効率が達成される。各符号は、更に、シンボル期間当たり、チップ期間 C = 25 ps を有する 16 個のチップに時間スライスされる。

40

【0037】

次に、各要素について詳細に説明する。ただし、マルチプレクサ 210、デマルチプレクサ 230、光ファイバ 220、及びファイバ増幅器要素 222 は、光通信技術分野の専門家には周知であり、更なる説明は割愛する。分割器、結合器、位相シフタ、光スイッチ、遅延線、強度及び位相変調器、CW レーザなどの通常のデバイスも、光通信技術分野の専

50

門家には周知であり、さらなる説明は割愛する。同様に、デジタル信号処理の専門家であれば、DSPチップを用いての加算器や減算器の機能の実現や、二乗や絶対値の計算、及び増幅器及び他の従来の要素の設計等も、改めて説明するまでもなく、明白であり、このためこれら実現の詳細についてもここでは触れられない。

【0038】

送信機

図3は、本発明の一つの実施例による符号分割多重信号を形成するために構成された送信機250のブロック図である。コヒーレントパルス光源310は、波長 λ_i を有する線形偏波単色光線 (linearly polarized monochromatic light beam) を発生する。一つの良い実施例においては、このコヒーレントパルス光源310は、持続波 (CW) レーザ311を備え、コヒーレント単色光線を発生する。この光線は強度変調器312に向けられる。強度変調器312は、パルス発生器313によって制御される。一つの良い実施例においては、パルス発生器313と強度変調器312は、2.5GHzなるシンボル周波数に対応する、 $T=400\text{ps}$ なるパルス期間 (パルス間の時間) と、10psから20psの間のパルス幅を有する光流 (パルス光線) を生成する。もう一つの実施例においては、コヒーレントパルス光源310は、モード固定レーザから成り、類似するパルス流を直接に発生する。

【0039】

パルス光線 (pulsed light beam) 318は、分割器320に送られ、ここでこの光線318はK個の符号光線322に分割される。各符号光線322を符号変調器360を用いて変調することで、K個の一意な符号が生成される。わかりやすくするために、図3には、これらK個の符号光線322の一つのみの修飾 (変調) が示されるが、残りの符号光線も図3に360として示されるそれと類似の構造に向けられることに注意する。一つの良い実施例においては、Kは16とされるが、ただし、本発明の範囲から逸脱することなく、任意の数の符号光線322を用いることもできる。

【0040】

各符号光線322は、パルススプレッダ330に送られ、ここで各符号光線322には、P個のパルスから成り、持続期間Tを有する一意な符号が刻印 (imprinted) される。各刻印符号光線 (imprinted code beam) 332は、次に、データ変調器340に送られる。データ変調器340は、この刻印符号光線332をデータストリーム370にて変調することで、データ光線 (data beam) 342を生成する。データ光線342は、後にデータ変調器340との関連で説明されるやり方で各々独立にデータにて変調された2つの直交する偏波を含む。次に、各データ光線342を、結合器350を用いて、波長 λ_i を有する他のデータ光線と結合することで、チャンネル光線 (channel beam) が形成される。送信機によって出力されるチャンネル光線は、こうして、K個のデータ変調された符号語を含む符号分割多重光信号から成り、これらがチャンネル240上に送信される。単一のチャンネル240は、従って、K個のデータストリームを伝送する能力を有する。

【0041】

一つの良い実施例においては、各チャンネル内に一つのスプレッダ校正ユニット335が設けられ、K個のパルススプレッダ330の各々が制御される。この目的で、スプレッダ校正ユニット335は、K個の刻印符号光線332の各々を監視し、スプレッダ制御信号336を用いてK個のパルススプレッダ330を制御することで、刻印符号光線332の各々の精度及び安定性を確保する。もう一つの実施例においては、一つのスプレッダ校正ユニット335によって、N個の全てのチャンネル内のK個のパルススプレッダ330の各々が制御される。

【0042】

パルススプレッダ

図4はパルススプレッダ330の一つの良い実施例のブロック図である。一方においてパルス光線318の一部がスプレッダ校正ユニット335に向けられ、他方において符

号光線 3 2 2 が 1 : P 分割器 4 1 0 にて分割される。ここで、P は、各符号語内の符号ビット（「チップ」と呼ばれる）の数を表す。一つの好ましい実施例においては、符号光線は、P = 16 個の分割光線に分割されるが、ただし、本発明の範囲から逸脱することなく、符号光線は、任意の数に分割することができる。わかりやすくするために、図 4 は、これら P 個の分割光線の一つのみの修飾（変調）を示すが、理解できるように、残りの分割光線も図 4 のチップ変調器 4 5 0 と同一の構造に向けられる。

【0043】

これら P 個の分割光線の各々は、遅延（線）4 2 0 に向けられ、これによって分割光線は所定の量だけ遅延される。一つの好ましい実施例においては、この遅延（量）は、 T/P の倍数とされ、ここで、T はシンボル期間を表し、P は分割光線或いはチップの数を表す。一つの好ましい実施例においては、遅延（線）4 2 0 は、光ファイバ或いは半導体導波路などのある校正された長さの導波路から形成される。この遅延の増分 $C = T/P$ は、チップ期間と呼ばれ、シンボル期間当たり P 個のチップ期間が存在する。一つの好ましい実施例においては、 $T = 400 \text{ p s}$ なるシンボル期間と、 $P = 16$ が選択され、結果としてチップ期間は $C = 25 \text{ p s}$ とされる。

【0044】

第一の分割光線 $p = 1$ は遅延されず、第二の分割光線 $p = 2$ は 1 チップ期間だけ遅延され、第三の分割光線は 2 チップ期間（ $p = 2$ ）だけ遅延され、そして、第 P 番目の分割光線は、 $p = (P - 1)$ チップ期間だけ遅延される。P 個の分割光線に、一連の遅延 4 2 0 が作用され、この結果として、各分割光線には（好ましくは $10 - 20 \text{ p s}$ の）単一のパルスが提供され、各パルスは、シンボル期間 T 内の一意の「時間チップ（time chip）」内に配置され、これら時間チップは、 T/P なる時間だけ離される。次に、これら分割光線が結合されるが、こうして結合された光線のパルストレーン（pulse train）の反復速度（repetition rate）は、係数 P（= 16）だけ増倍され、説明の例においては、2.5 GHz から 40 GHz に増加することとなる。

【0045】

ただし、分割光線は、遅延 4 2 0 の後、直ちには結合されず、各々の遅延された分割光線はチップ変調回路 4 3 0 に送られる。一つの好ましい実施例においては、チップ変調回路 4 3 0 は、各パルスを、所定の量 δ_{kp} だけ位相シフトする。ここで、 δ_{kp} は、k 一番目の符号の p 一番目のチップに施される位相シフトを表す。一つの好ましい実施例においては、チップ変調回路 4 3 0 は、光・電気デバイス、例えば、Pockels セル位相変調器から成る。もう一つの実施例においては、チップ変調回路 4 3 0 は、各分割光線に振幅スケールリング a_{kp} を加える。チップ変調回路 4 3 0 がどのように実現されるかに関係なく、結合器 4 4 0 は、遅延され、かつ、現在はチップ変調されている分割光線の各々を、単一の符号光線 3 3 2 に結合する。結合器 4 4 0 から出る符号光線 3 3 2 の一部は、スプレッド校正ユニット 3 3 5 に向けられる。

【0046】

チップ変調器によって提供されるセットの変調 $\{\delta_{k1}, \dots, \delta_{kp}; a_{k1}, \dots, a_{kp}\}$ は、k 一番目の符号を一意的に識別し、他の符号（K - 1）の符号の各々と直交するように選択される。これら直交する符号セットは、信号処理技術の専門家には周知のやり方で、直交符号セットの任意の一つから選択することができる。一つの好ましい実施例においては、この変調は、以下の式によって与えられる位相シフトから成る。

【0047】

【数 1】

$$\delta_{kp} = \frac{2\pi(k-1)(p-1)}{P} \quad (1)$$

ここで、p は 1 から P まで変化するチップインデックスを表し、P はシンボル期間当たりのチップの数を表し、k は 1 から K まで変化する符号インデックスを表し、K はチャネル

10

20

30

40

50

当たりの符号の数を表す。この好ましい実施例においては、 $K \leq P$ とされる。

【0048】

各チップ変調回路430は、スプレッド校正ユニット335からの入力を、チップ変調器450に属するドライバ435を介して受信する。スプレッド校正ユニット335は、各チップ変調回路430がそれぞれの分割光線に加えるべき位相シフト及び／或いは振幅スケーリングの量を決定する。スプレッド校正ユニット335は、各シフト／スケーリングを、それが決定する校正オフセット値だけ調節する。スプレッド校正ユニット335は、デジタル処理技術の専門家には周知のタイプのデジタル信号プロセッサ(DSP)にて実現することができる。一つの好ましい実施例においては、単一のスプレッド校正ユニット335にて、 K 個の全ての符号に対する、 P 個のチップ変調回路430が制御される。当業者においては明らかなように、複数のスプレッド校正ユニットを、例えば、 K 個の符号の各々に対して一つ、用いることもできる。

10

【0049】

チップ変調回路430は、本質的には静的な変調器であり、各チップに加えられる変調は(シンボル期間と比べて)長期のドリフト或いはゆっくりと変化する条件、例えば温度を除いては変動しないが、これら緩やかな変動がスプレッド校正器335によって補償される。 k 番目のパルススプレッド330は、符号光線322を P 個のチップに分割し、各シンボル期間毎に個別に各チップを独立的に変調することで、シンボルレートの P 倍にて変調する能力を有する動的変調器と比較して安価な静的変調器を用いて、シンボル速度の P 倍の変調速度にて、符号光線の識別を伝送する刻印符号光線(imprinted code beam)を形成する。ただし、図4との関連で上で説明のパルススプレッド330の代りに、符号光線322をシンボル速度の P 倍にて変調する能力を有する動的符号変調器を有するパルススプレッドを用いることもできる。

20

【0050】

図5はスプレッド校正ユニット335の一つの好ましい実施例のブロック図である。スプレッド校正ユニット335は、チップ変調回路430によって加えられる変調を、 K 個の符号光線が互いに直交する状態にとどまることを確保するために調節する。 K 個のパルススプレッド330の各々からの刻印符号光線(imprinted code beam, ICB)332の一部は、ICBスイッチ510に向けられる。一つの好ましい実施例においては、パルス光線(pulsed light beam)318の一部は、符号光線(code beam, CB)スイッチ520に向けられる。持続波(continuous wave, CW)参照レーザ530は、参照光線を生成するが、これは、分割器532によって、ICBスイッチ510とCBスイッチ520の両方に向けられる。一つの代替実施例においては、 K 個の符号光線(CB)322の一部はCBスイッチ520にも向けられる。

30

【0051】

任意の瞬間において、ICBスイッチ510は、 $K+1$ 個の入力の中から1つを選択し、ICBスイッチ510にて選択された光線512を光位相検出器550に向ける。換言すれば、ICBスイッチ510は、パルススプレッド330からの K 個の光線332の一つ、或いは参照光線のいずれかを選択し、こうして選択された光線を前に送る。

40

【0052】

任意の瞬間において、CBスイッチ520は、参照レーザ光線、或いはパルス光源からの光線のいずれかを選択する。CBスイッチ520は、こうして選択された光線を、1:P分割器524に送り、1:P分割器524は、こうして選択された光線を P 個の分割光線に分割する。各分割光線は、一意の遅延線525に送られる。各遅延線525は、この分割光線に、これら P 個のチップの一つの遅延に対応する既知の遅延(量)を加える。例えば、 p 番目の遅延線は、各シンボル期間内の p 番目のチップに対応する。これら P 個の分割光線は、校正済チップスイッチ(calibrated chip switch)540に向けられる。校正済チップスイッチ540は、これら P 個の遅延された分割光線の一つを選択し、こうして選択された、遅延された分割光線522を光位相検出器550

50

に向ける。光位相検出器 550 は、ICB スイッチにて選択された光線 512 の（複素）積と、CB スイッチにて選択された分割光線 522 の複素共役とを計算し、これらの振幅の積と、これら 2 つの光線の間の位相差を得る。

【0053】

コード k 用の刻印符号光線 332 が ICB スイッチ 510 によって選択されるときは、ICB スイッチにて選択された光線 512 の p 番目のチップは、 $a_{kp} \cdot e^{j2\pi f(\tau - \tau_{kp})} \cdot e^{j\delta_{kp}}$ に比例する。ここで、 f は既知の光線周波数を表し、 δ_{kp} 、 a_{kp} 、及び π_{kp} は k 番目のパルススプレッダ 330 によって p 番目のチップに対して加えられる現在の位相シフト、振幅スケール及び遅延を表す。パルス光線 318 が、CB スイッチ 318 によって選択されるときは、選択された分割光線 522 は、選択された遅延線 525 に対応するチップを除いて、全てのチップは零信号を有する。例えば、分割光線（校正済みチップ）スイッチ 540 が、シンボル期間の第二のチップに対応する第二の遅延線を選択した場合、こうして選択された光線は、第一のチップ期間に対しては零信号を有し、第二のチップ期間是非零の波形を有し、第 3 から P 番目のチップ期間に対しては零信号を有する。選択された分割光線 522 は、 $e^{j2\pi f(\tau - \tau_p)}$ に比例するが、ここで、 π_p は、スイッチ 540 によって選択された既知の p 番目の遅延を表す。

10

【0054】

選択された分割光線 522 は、（分割光線スイッチ 540 によって選択された） p 番目の遅延線に対してのみ非零の信号を有するため、光位相検出器 550 によって決定される積は、 $a_{kp} \cdot e^{j2\pi f(\tau_p - \tau_{kp})} \cdot e^{j\delta_{kp}}$ に等しくなる。プロセッサ 560 は、振幅 a_{kp} 及び位相 $\delta_{kp} - 2\pi f(\tau_{kp} - \tau_p)$ を測定し、 k 番目のパルススプレッダに対するスプレッダ校正ユニットに対して、 a_{kp} 及び $\delta_{kp} - 2\pi f\tau_{kp}$ が、例えば、数 1 によって与えられる要求される値に維持するように指令する。

20

【0055】

P 個の遅延線 525 (τ_p) の各々は、(CW レーザ 311 からタップされる) 参照 CW レーザ 530 を用いて、以下に説明するように校正される。ICB スイッチ 510 は、参照レーザ光線を選択し、この光線を光位相検出器 550 に向ける。CB スイッチ 520 は、参照レーザ光線を選択し、この参照光線を 1 : P 分割器 524 に向け、ここでこの参照光線は、 P 個の分割光線に分割される。各分割光線は、遅延線 525 に向けられる。校正済チップスイッチ 540 は、こうして遅延された分割光線の一つを選択し、こうして選択された、遅延された分割光線 522 を光位相検出器 550 に向ける。光位相検出器 550 は、ICB スイッチ 510 によって選択された参照光線と分割光線スイッチ 540 によって選択された、遅延された参照光線との間の位相差を決定する。この参照光線は、 $e^{j2\pi f_0\tau}$ に比例する。ここで、 f_0 は参照レーザの既知の周波数を表し、この遅延された参照光線は、 $e^{j2\pi f_0(\tau - \tau_p)}$ に比例する。これら二つの参照光線の間の位相差 $2\pi f_0\tau_p$ は、選択された遅延線 525 の遅延（量）を与える。プロセッサ 560 は、遅延線 525 の各々に対して、これら位相差を格納する。プロセッサ 560 は、更に、ICB スイッチ 510、CB スイッチ 520、及び分割光線（校正済チップ）スイッチ 540 のスイッチングを制御する。

30

40

【0056】

図 5 のスプレッダ校正回路 335 の上述の説明においては、様々なスイッチ 510、520 及び 540 は、図面では省略されている回路によって制御されることがわかる。一般には、これらスイッチのタイミングと選択は、プロセッサ 560、或いは別のコントローラ、その他によって制御される。

【0057】

図 6 はスプレッダ校正ユニットのもう一つの実施例のブロック図である。スプレッダ校正ユニット 335a において、刻印符号光線 (imprinted code beam, ICB) スイッチ 610 は、パルススプレッダ 330 からの K 個の刻印符号光線の一つを選択し、これら選択された刻印符号光線 612 を光位相検出器 650 に向ける。持続波 (

50

CW) 参照レーザ 620 は、参照光線 622 を生成し、この光線はゲート 630 を介して位相検出器 650 に向けられる。ゲート 630 はマッハツェンダ (Mach-Zender) 強度変調器その他によって実現することができる。ゲート 630 は、参照光線 622 が、ある選択されたチップ期間においてのみゲート 630 を通って位相検出器に達することを許す。この選択されたチップ期間は、可変電子遅延 635 によって決定され、これは、プロセッサ 660 によって制御される。位相検出器 650 は、選択された刻印符号光線 612 とゲートを通過した参照光線 632 との、振幅積、及びこれらの間の位相差を決定する。これら振幅積と位相差は、プロセッサ 660 に送られ、これを用いて、(kp) 一番目のチップ変調回路にて加えられるべきオフセットが決定される。

【0058】

図 7 は、図 5 及び図 6 にみられる光位相検出器 550、650 のブロック図を表す。この光位相検出器は 2 つの光線 705、701 を受信し、同相成分と直交成分に対応する 2 つの電気信号 795、791 を生成するが、これらは光線 705 に光線 701 の複素共役を掛けることで得られる。これら 2 つの光線の、図 7 において A として示される第一の光線 705 は、信号光線と呼ばれ、図 7 において B として示される第二の光線 701 は、光位相検出器のここでの説明においては、便宜的に参照光線と呼ばれる。ただし、この「参照光線 (reference beam)」701 は、情報を有さないパルスの無変調系列とは異なるものとする。ことに注意する。

【0059】

信号光線 705 は、図 7 において、715 として識別される 4 つの光線に分割される。一つの好ましい実施例においては、信号光線 705 は、縦続された 2 つの 1:2 分割器 710 によって 4 つの光線に分割される。もう一つの実施例においては、信号光線 705 は、単一の 1:4 分割器によって直接に 4 つの光線に分割される。どのように形成されるかに関係なく、これら 4 つの信号光線 715 は、4 つの 2:1 結合器 730a、730b、730c、及び 730d に向けられる。

【0060】

参照光線 701 は、最初に 1:2 分割器 720a に向けられ、これによって同一の光線 R1 と R2 が形成される。光線 R1 は、次に第二の 1:2 分割器 720b に向けられ、これによって同一の光線 R3 と R4 が形成される。他方、光線 R2 は、最初に 180° 位相シフタ 724 に向けられ、その後、1:2 分割器 720c にて分割され、これによって同一の光線 R5 及び R6 が形成される。光線 R3 は信号 721 として結合器 730a に入力され、他方、光線 R4 は、最初に第一の 90° 位相シフタ 722a に向けられ、その後、信号 723 として結合器 730b に入力される。光線 R5 は信号 725 として結合器 730c に向けられ、他方、光線 R6 は最初に第二の 90° 位相シフタ 722b に向けられ、その後、信号 727 として結合器 730d に入力される。

【0061】

結果としての光線 R3、R4、R5、及び R6 は、信号 721、723、725、及び 727 として表され、90° だけ位相シフトされる。光線 R3 / 721 は、零の位相シフトを有し、2:1 結合器 730a 内で 4 つの信号光線 715 の一つと結合され、信号光線と参照光線の総和から成り、A+B として表される第一の結合光線 731 を生成する。光線 R4 / 723 は、90° なる位相シフトを有し、第二の 2:1 結合器 730b 内で 4 つの信号光線 715 の一つと結合され、A+jB として表される第二の結合光線 733 を生成する。光線 R5 / 725 は、180° なる位相シフトを有し、第三の 2:1 結合器 730c 内で 4 つの信号光線 715 の一つと結合され、信号光線と参照光線の差から成り、A-B として表される第三の結合光線 735 を生成する。最後に、光線 R6 / 727 は、270° なる位相シフトを有し、第四の 2:1 結合器 730d 内で 4 つの信号光線 715 の一つと結合され、A-jB として表される第四の結合光線 737 を生成する。

【0062】

第一と第三の結合光線 731、735 は、第一の一致検出器 (matched detector) 740a に入力される。この第一の一致検出器 740a は、光センサ 745a

10

20

30

40

50

を含み、これによって第一と第三の結合光線 731、735 の間の強度差に比例する電気信号 798a が生成される。これら光センサ 745a は、好ましくは、光電気検出器、例えば、 $p-n$ 、 $p-i-n$ 、或いは Schottky-バリア光ダイオードとされ、同一の入射光線に対して実質的に同一の電気信号を生成するように選択される。第一の一致検出器 740a によって生成された電気信号 798a は、第一の増幅器 750a に入力される。第一の増幅器 750a の出力信号 752 は、信号光線 705 と参照光線 170 との間の同相成分差（実部 $\{AB^*\}$ ）に比例する。

【0063】

第二と第四の結合光線 733、737 は、マッチド光センサ 745b を含む第二の一致検出器 740b に向けられ、これによって第二と第四の光線 733、737 の間の強度差に比例する電気信号 798b が生成される。第二の一致検出器 740b によって生成された電気信号 798b は、第二の増幅器 750b に入力される。第二の増幅器 750b の出力信号 754 は、信号光線 705 と参照光線 701 との間の直交成分差（虚部 $\{AB^*\}$ ）に比例する。分割器、位相シフタ、結合器及び検出器が一体となって、信号 798a、798b を出力する光 90° ハイブリッド検出器 799 を有する。

【0064】

増幅器 750a、750b からのアナログ出力は、それぞれ、低域通過フィルタ 760a、760b に入力される。これら低域通過フィルタの出力には、次に、それぞれ、信号エネルギーを推定するコントローラ（図示せず）によって提供されるバイアス信号 772、773 に基づいて dc バイアス調節 770a、770b を受ける。ライン 775、777 上のこうしてフィルタリングされ、かつ、バイアス調節されたアナログ信号 I' と Q' は、それぞれ、同期入力 781 にてタイミングを取られる、標本保持（「S & H」）ユニット 780a、780b によってデジタル形式に変換される。標本保持ユニットの出力は、アナログ/デジタル変換器 790a、790b に送られ、これによって同相信号 I 795 と直交信号 Q 791 が形成され、これらは、その後、当業者に周知のやり方にて処理される。

【0065】

データ変調器

図 8 は、本発明によるデータ変調器 340 の一つの好ましい実施例のブロック図である。パルスプレッタ 330 からの刻印符号光線 332 は電力分割器 810 を通じてデータ変調器 340 に入る。電力分割器 810 は、刻印符号光線 332 を、H 及び V として呼ばれる 2 つの光線に分割する。H 及び V 光線は、1:4 分割器を用いることもできるが、この実施例においては、各々、別個の 1:2 分割器 820a、820b に向けられる。分割器 820a は H 光線を H1 成分と H2 成分に分割し、これらの一方（図 8 においては H2）を 90° 位相シフタ 825a に向ける。同様に、分割器 820b は V 光線を V1 成分と V2 成分に分割し、一方（図 8 においては V2）を 90° 位相シフタ 825b に向ける。

【0066】

これら 4 つの成分光線の各々は、別個の変調器 830a、830b、830c、830d に向けられ、ここで、これら 4 つの成分光線上にデータストリーム 370 が変調される。上述のように、データストリーム $DATA_{ijk}$ は単一の符号語の H 及び V 偏波上に符号化されるべきデータを含むが、これはインデックス「j」に依存する。こうして、変調器 830a、830b に入力されるデータは、 $j = \text{「H」}$ に対応するデータから成り、変調器 830c、830d に入力されるデータは、 $j = \text{「V」}$ に対応するデータから成る。

【0067】

電力バランス 345 からの制御信号は、各データ変調された成分光線の強度が他のそれと同一となることを確保するとともに、信号群の同相成分と直交成分の直交性を確保する。こうして、電力バランスは、位相シフタ 825a、825b の一方と、データ変調器 830a、830b、830c、830d への入力を有する。

【0068】

一つの好ましい実施例においては、4 つの成分光線の各々は 1 ビットにて変調される。変

10

20

30

40

50

調器 830a、830b、830c、830dは、各々マッハツェンダ干渉計 (Mach-Zehnder Interferometer, MZI) として実現され、各々、成分光線に、ビット状態が0であるか1であるかに依存して、1或いは-1の振幅 (0°或いは180°の位相シフト) を加える。一つの好ましい実施例においては、データは、あるビットと別のビット間の位相の変化として符号化され、これは差分直交位相シフトキーイング (differential quadrature phase shift keying, DQPSK) と呼ばれる。当業者においては明らかなように、90°のシフトは、ビット変調器 830の後に加えることもできる。これも信号処理技術の専門家にとっては明白なように、変調器 830は、位相変調器とすることも、或いはマルチレベル振幅変調器とし、これによって位相変調を行ったり、振幅変調を行ったり、或いはシンボル当たりより高い数のビットを符号化することもできる。 10

【0069】

変調されたH1及びH2成分光線は、第一の結合器 840aにて結合され、データ変調された光線H'が形成される。同様に、変調されたV1及びV2成分光線は、第二の結合器 840bにて結合され、データ変調された光線V'が形成される。これらデータ変調された光線H'とV'は、次に、偏波光線結合器 850によって結合される。偏波光線結合器 850は、H' - 光線の偏波面をV' - 光線の偏波面に対して90°回転させ、これら二つの光線をデータ光線 342に結合する。こうして結合されたH'とV'光線は、これらが直交する偏波面を有するために、干渉することはない。

【0070】

光技術の専門家には明らかなように、H'及びV'光線の偏波状態をデータ光線に結合する前に、任意の他の2つの直交偏波 (例えば、左円偏波光線と右円偏波光線) に変換することで、2つの光線間の干渉を防ぐ直交性条件を維持することもできる。

【0071】

受信機

図9aは本発明によるチャネル受信機 260の一つの実施例のブロック図である。DWD Mデマルチプレクサ 230によるデマルチプレキシングの後、図9aにおいて λ_i にて示される各チャネル光線は、自身のチャネル受信機 260に向けられ、ここでK個のデータストリームが回復され、下流での処理のために、電気信号に変換される。チャネル光線は、最初に、受信機 PMD 補償器 910に向けられる。受信機 PMD 補償器 910は、チャネル光線の偏波状態を、光ファイバ内をチャネル信号が伝送された際に受けたチャネル光線に対する PMD 歪を補償するために調節する。一つの好ましい実施例においては、受信機 PMD 補償器 910には、Corning Incorporated of Corning, New Yorkから市販されるAcrobatTM Polarization Control Module (PCM) が用いられる。General Photonics Corporation of Chino, Californiaから市販されるPolarRITETM II Polarization Controllerを受信機 PMD 補償器 910として用いることもできる。図9aに示すように、受信機 PMD 補償器 910は、後に詳細に説明するようにデータ抽出及びPMD制御機能を遂行する受信機ユニット回路 930から制御信号 1055を受信する。 30 40

【0072】

補償されたチャネル光線は1:K分割器 920に向けられる。分割器 920は補償されたチャネル光線をK個の分割光線 925に分割する。K個の分割光線 925の各々は、符号受信機 960に向けられる。各符号受信機 960は分割光線 925からのK個のデータ変調された符号の一つを回復し、そのデータ変調された符号をデータストリーム 932に対応する電気信号に変換するように構成される。図9aには、明快さの目的でたった一つの符号受信機のみが示されるが、チャネル受信機 260は、チャネル信号内のK個のデータストリームの各々に対して1個の符号受信機 960を有することに注意する。

【0073】

パルス光源 940は、送信機のパルス光源 310と実質的に同一であり、実際、図2bの 50

「ジュープレックス (d u p l e x)」ノードにおいては、パルス光源 3 1 0 からタップすることができる。パルス光源 9 4 0 は、 λ_i を有する参照光信号を生成する。この参照光信号は、各符号受信機 9 6 0 の受信機パルススプレッダ 9 5 0 に向けられる。

【0074】

受信機パルススプレッダ 9 5 0 の構造及び動作は、図 4 との関連で説明されたパルススプレッダ 3 3 0 と、 a_{k_p} ではなく、振幅スケージング $1/a_{k_p}$ とされることを除いて同一である。こうして、受信機パルススプレッダ 9 5 0 は、スプレッダ校正ユニット 3 3 5 或いは 3 3 5 a との関連で説明されたそれと類似のやり方で動作する関連する校正ユニット (図示せず) を有する。受信機パルススプレッダ 9 5 0 は、参照光信号を変調することで、チャンネル信号内に K 個のデータストリームを伝送するために用いられた K 個の刻印符号光線の一つに対応する参照刻印符号光線 9 5 5 を生成する。この参照刻印符号光線 9 5 5 は、受信機ユニット 9 3 0 に向けられ、受信機ユニット 9 3 0 内の光検出回路 1 0 9 0 と復調回路 1 0 6 0 によって、チャンネル信号 9 2 5 から参照刻印符号光線 9 5 5 に対応するデータストリーム 9 3 2 が回復される。

【0075】

受信機ユニット 9 3 0 内の PMD コントローラ部分 1 0 5 0、1 0 5 0 b は、(図 2 a 及び 2 b に「280」として示される) 受信機 PMD 補償器 9 1 0 に帰還される PMD 補償器信号 1 0 5 5 と、補助チャンネル 2 9 0 を通じて送信機に送られる SOP 補償器信号 1 0 5 6 を出力する関連する DSP を有する。

【0076】

受信機ユニット

図 1 0 は、図 9 a にみられる受信機ユニット 9 3 0 の一つの実施例のブロック図である。この受信機ユニット 9 3 0 はホモダイン検出を用いる。分割光線信号 9 2 5 は光検出回路 1 0 9 0 の偏波光線分割器 1 0 1 0 に向けられる。偏波光線分割器 1 0 1 0 は分割光線 9 2 5 を、図 1 0 において H 及び V として示される第一と第二の直交偏波成分に分割する。

【0077】

H-光線 1 0 1 2 はシンボルシンクロナイザ 1 0 4 0 からの遅延信号 1 0 1 4 によって制御される可変遅延 (ユニット) 1 0 1 5 に向けられる。可変遅延 1 0 1 5 は、H-光線を、H-光線が V-光線 1 0 1 1 と同期され、同一のシンボルを含む H-光線と V-光線が復調器の所に同時に出現するように、遅延する (代替として、V-光線に逆数遅延を加えることもできる)。こうして遅延された H-光線は、第一の光位相検出器 1 0 3 0 a に向けられる。V-光線 1 0 1 1 は第二の光位相検出器 1 0 3 0 b に向けられる。受信機ユニット 9 3 0 に入る K 個の符号の一つに対応する参照刻印符号光線 9 5 5 は、1:2 電力分割器 1 0 2 0 によって分割される。これら分割参照符号光線 1 0 2 2 a、1 0 2 2 b は、それぞれ、光位相検出器 1 0 3 0 a、1 0 3 0 b に向けられる。

【0078】

光位相検出器 1 0 3 0 a は、H 光線の同相成分と直交成分を表す、ペアのデジタル信号 H_i 、 H_q を生成する。光位相検出器 1 0 3 0 a は、更に、デジタル信号がそれから形成された H_i 、 H_q のアナログバージョンを表す、ペアのアナログ信号 H_i' 、 H_q' も生成する。同様に、光位相検出器 1 0 3 0 b は、V 光線の同相成分と直交成分を表す、対応するペアのデジタル信号 V_i 、 V_q と、関連するアナログ信号 V_i' 、 V_q' を生成する。光位相検出器 1 0 3 0 a、1 0 3 0 b のタイミングは、シンボルシンクロナイザ 1 0 4 0 からのタイミング信号 1 2 4 2 によって制御される。

【0079】

これら 4 つのアナログ信号 H_i' 、 H_q' 、 V_i' 、 V_q' は、シンボルシンクロナイザ 1 0 4 0 に入力され、デジタル信号 H_i 、 H_q 、 V_i 、 V_q は、PMD コントローラ/デジタルデータ復調器回路 1 0 4 5 に入力される。終局的には、これらデジタル信号からは、データ及び PMD 制御信号が抽出され、これらアナログ信号は、シンボルの同期化を遂行するために用いられる。

【0080】

10

20

30

40

50

PMDコントローラ1050は、H及びV偏波のデジタル化されたI及びQ成分を受信し、これにตอบสนองして偏波制御信号を出力する。PMDコントローラ1050（図10a参照）は、光信号が受けたPMDの量を決定し、補償信号1055をPMD補償器910に提供する。これら4つのデジタル信号は、更に、デジタルデータ復調器1060内でデジタル的に処理され、データストリーム932が回復される。信号処理技術の専門家には明白なように、デジタルデータ復調器1060は、等化器や、差分復調器や、周波数補償器や、シンボルのタイミング回復等を遂行するための要素を含む。一つの好ましい実施例においては、これら要素は、信号処理技術の専門家には周知のやり方にて、DSP、FPGA、ASIC或いは他のプロセッサ上で実行するアルゴリズム／コンピュータプログラムとして実現される。

10

【0081】

図10aは、図9aの受信機260にみられるような、受信機フロントに配置される受信信号PMD補償器910を有する受信機との関連で用いられるPMDコントローラ／デジタルデータ復調器回路1045内のデータフローの概念構成を示す。上述のように、光検出回路1090は、入力信号925のH及びV偏波のI及びQ成分を出力する。図10aにおいては、光検出回路1090の出力Sは、既にPMD補償されたデジタル信号 H_i 、 H_q 、 V_i 、 V_q を表す。これら4つの信号は、デジタルデータ復調器1060と、デジタルPMDコントローラ1050の両方に入力される。PMDコントローラは、これにตอบสนองして、受信機のPMD補償器910に供給されるPMDコントローラ信号1055と、送信機のSOP補償器に帰還されるSOPコントローラ信号1056を出力する。こうして、示されるデジタル偏波補償器システムは、受信機入力と送信機出力の両方にフィードバックを提供する。そして、上述のように、デジタルPMDコントローラ1050とデジタルデータ復調器1060は、好ましくは、コントローラソフトウェアによるアルゴリズムとして実現される。

20

【0082】

図10bは、図9aにみられるような入力PMD補償器910の代りに、バックエンドに配置されたデジタルPMD補償器1050cを有する受信機と共に用いるタイプのPMDコントローラ／デジタル復調器回路1045内のデータフローの概念構成を示す。この場合は、光検出回路1090の無補償のデジタル出力 S' は、最初に、デジタルPMD補償され、これによってPMD補償されたデジタル信号Sが生成される。この信号Sが、次に、必要とされるデジタルPMD補償を行うために必要とされる計算及び調節を遂行するデジタルPMD補償コントローラ1050bに送られる。図10bに示す構成は、フロントエンドPMD補償器を有さない受信機と共に用いられ、このため、PMD制御信号1055が補償器デバイス、例えば、上述のAcrobatTM Polarization Control Module (PCM) に提供されることはないことに注意する。ただし、図10bの構成においても、オプションとして、制御信号1056bを、送信機端でのSOP補償のために送信機250に帰還させることはできる。

30

【0083】

図9bは、本発明と共に用いるのに適するチャネル受信機のもう一つの実施例のブロック図である。チャネル受信機260aは自己ホモダイン検出を用い、このためにチャネル受信機206内に用いられるタイプのパルス光源940は不用となる。

40

【0084】

入力チャネル光線925は、最初に受信機端PMD補償器1105に入力され、結果としての補償された信号は1:K分割器1107に入力され、各符号語に対して一つのK個の同一の補償された信号が形成される。これらの各々は、次に、偏波光線分割器1110によって図9bにおいてH及びVとして示される直交する偏波状態を有する2つの光線に分割される。1:K分割器1107は線形デバイスであるために、これは、代りに、PMD補償器1105或いは偏波光線分割器1110の前に配置することもできることに注意する。

【0085】

50

H-光線 1 1 1 2 はシンボルシンクロナイザ 1 1 5 0 からの信号 1 1 1 4 によって制御される可変遅延 (ユニット) 1 1 1 5 に向けられる。可変遅延 1 1 1 5 は、H-光線を、H-光線が V-光線 1 1 1 1 と同期され、同一のシンボルを含む H-光線と V-光線が復調器の所に同時に出現するように遅延する。H-光線の代りに、V-光線を遅延することもできることに注意する。

【0086】

偏波された H 及び V 光線 1 1 1 2、1 1 1 1 は、最初に、それぞれ、デスプレッタ 1 1 2 0 a、1 1 2 0 b に向けられる。H 光線は第一の 1 : 2 分割器 1 1 3 0 a に向けられ、それぞれ、信号 1 1 3 1 a、1 1 3 2 a として表される同一の光線 H 1 と H 2 が形成される。V 光線は第二の 1 : 2 分割器 1 1 3 0 b に向けられ、それぞれ、信号 1 1 3 1 b、1 1 3 2 b として表される同一の光線 V 1 と V 2 が形成される。光線 H 2 と V 2 は、それぞれ、シンボル期間遅延回路 1 1 3 5 a、1 1 3 5 b に向けられ、H 2 と V 2 は 1 シンボル期間だけ遅延される。光線 H 1 と 1 シンボル期間だけ遅延された光線 H 2 は次に第一の光位相検出器 1 1 4 0 a に入力され、光線 V 1 と 1 シンボル期間だけ遅延された光線 V 2 は第二の光位相検出器 1 1 4 0 b に入力される。

【0087】

2 つの光位相検出器 1 1 4 0 a、1 1 4 0 b は、H 及び V-光線の同相及び直交情報を表す。H_i、H_Q、V_i、V_Q として示される 4 つのデジタル信号を出力する。これらは、加えて、これらデジタル信号に対応する 4 つのアナログ信号 H_i'、H_Q'、V_i'、V_Q' も生成する。位相検出器 1 1 4 0 a、1 1 4 0 b のタイミングは、シンボルシンクロナイザ 1 1 5 0 からのタイミング信号 1 2 4 2 によって制御される。これら 4 つのデジタル信号は、図 10 のデバイス 1 0 4 5 との関連で上で説明されたのと同様に、PMD コントローラ/デジタルデータ変調器 1 1 4 5 に入力される。

【0088】

受信機符号デスプレッタ 1 1 2 0 a、1 1 2 0 b の構造は、実質的に、図 4 に示すパルスプレッタ 3 3 0 と同一である。受信機符号デスプレッタ 1 1 2 0 a、1 1 2 0 b とパルスプレッタ 3 3 0 との間の主な差は、パルス光線に加えられる振幅スケーリングと変調にある。k-番目のデスプレッタに対しては、p-番目のチップに対する遅延 τ_{kp} は、k-番目のパルスプレッタ内の p-番目のチップに対する遅延 τ_p の補数である。同様に、受信機デスプレッタの位相シフト δ_{kp} は、パルスプレッタ 3 3 0 によって加えられる共役位相シフトであり、デスプレッタの振幅 a_{kp} は、パルスプレッタ 3 3 0 によって加えられる振幅スケーリングの逆数である。デスプレッタの遅延及び変調は以下の式によって与えられる。

$$\tau_{kp} = T - \tau_p \quad (2)$$

$$\delta_{kp} = -\delta_{kp} \quad (3)$$

$$a_{kp} = 1 / a_{kp} \quad (4)$$

【0089】

デスプレッタ 1 1 2 0 a、1 1 2 0 b は、スプレッタユニット 3 3 5 或いは 3 3 5 a との関連で説明されたそれと類似するやり方にて動作する校正ユニット 1 1 2 5 によって校正される。

【0090】

式 (1) にて記述される符号化スキームを用いる好ましい実施例においては、符号 k に対するデスプレッタ遅延及び変調は、符号 k に対するパルスプレッタ遅延及び変調と同一である。一つの好ましい実施例においては、上流チャネル送信機と下流チャネル受信機とが一体化され、このような実施例においては、パルスプレッタ 3 3 0 によって上流送信機に対して生成された刻印符号光線 3 2 2 は、K 個の参照符号光線として用いられる。ただし、位相変調と振幅変調を両方とも許容する本発明の一般化されたコード化では、デスプレッタとパルスプレッタは異なる構成とされる。

【0091】

図 11 は、図 10 の光検出回路 1 0 9 0 内にみられる光位相検出器 1 0 3 0 a、1 0 3 0

10

20

30

40

50

b及び図9bのチャネル受信機260a内にみられる光位相検出器1140a、1140bのブロック図である。この位相検出器は、2つの光線1705、1701を受信し、信号光線の同相及び直交成分に対応する2つの電気信号1795、1791を生成する。これら2つの光線の内の、図7においてAとして示される一方は信号光線から成り、図11においてBとして示される第二の光線1701は参照光線から成る。

【0092】

信号光線1705は、図11において1715として示される4つの光線に分割される。一つの好ましい実施例においては、信号光線1705は、縦続された2つの1:2分割器1710によって4つの光線に分割される。もう一つの実施例においては、信号光線1705は、単一の1:4分割器によって直接4つの光線に分割される。それらがどのように形成されるかに関係なく、これら4つの信号光線1715は、4つの2:1結合器1730a、1730b、1730c、及び1730dに向けられる。

【0093】

参照光線1701は、最初に、1:2分割器1720aに向けられ、同一の光線R1とR2が形成される。次に、R1は、第二の1:2分割器1720bに向けられ、同一の光線R3とR4が形成される。他方、R2は、最初に、180°位相シフタ1724に向けられ、その後、1:2分割器1720cによって分割され、同一の光線R5とR6が形成される。光線R3は信号1721として結合器1730aに入力され、他方、光線R4は、最初に、第一の90°位相シフタ1722aに向けられ、その後、信号1723として結合器1730bに入力される。光線R5は、信号1725として結合器1730cに入力され、他方、光線R4は、最初に、第二の90°位相シフタ1722bに向けられ、その後、信号1727として結合器1730dに入力される。

【0094】

信号1721、1723、1725、及び1727として表される結果としての光線R3、R4、R5、及びR6は、90°だけ位相シフトされる。光線R3/1721は零なる位相シフトを有し、2:1結合器1730aを用いて4つの信号光線1715の一つと結合され、この結果として、A+Bとして示される信号光線と参照光線の和から成る第一の結合光線1731が生成される。光線R4/1723は90°なる位相シフトを有し、第二の2:1結合器1730bを用いて4つの信号光線1715の一つと結合され、この結果として、A+jBとして示される第二の結合光線1733が生成される。線R5/1725は180°なる位相シフトを有し、第三の2:1結合器1730cを用いて4つの信号光線1715の一つと結合され、この結果として、A-Bとして示される信号光線と参照光線の間の差から成る第三の結合光線1735が生成される。最後に、光線R6/1727は270°なる位相シフトを有し、第四の2:1結合器1730dを用いて4つの信号光線1715の一つと結合され、この結果として、A-jBとして示される第四の結合光線1737が生成される。こうして、結合器1730a、1730b、1730c、及び1730dは、信号Aのコピーを、信号Bの、それぞれ、0°、90°、180°、及び270°だけシフトされたコピーと結合することで、それぞれ、第一の結合光線1731、第二の結合光線1733、第三の結合光線1735及び第四の結合光線1737を出力するように構成される。

【0095】

第一と第三の結合光線1731、1735は、第一の一致検出器1740aに入力される。この第一の一致検出器1740aは、光センサ1745aを含み、これによって第一と第三の結合光線1731、1735の強度に比例する電気信号を生成する。これら光センサ1745aは、好ましくは、光電気検出器、例えば、p-n、p-i-n、或いはショットキー(Schottky)バリア光ダイオードとされ、同一の入射光線に対して実質的に同一の電気信号を生成するように選択される。第一の一致検出器1740aによって生成されたこれら電気信号1798aは、第一の増幅器1750aに入力される。第一の増幅器1750aの出力信号1752は、信号光線1705と参照光線1701との間の同相成分差に比例する。

10

20

30

40

50

【0096】

第二と第四の結合光線 1733、1737 は、マッチド光センサ 1745b を含む第二の一致検出器 1740b に向けられ、これによって第二と第四の光線 1733、1737 の強度に比例する電気信号が生成される。第二の一致検出器 1740b によって生成されたこれら電気信号 1798b は、第二の増幅器 1750b に入力される。第二の増幅器 1750 の出力信号 1754 は、信号光線 1705 と参照光線 1701 との間の直交成分差に比例する。分割器、位相シフタ、結合器及び検出器が一体となって、信号 1798a、1798b を出力する光 90° ハイブリッド検出器 1799 を構成する。

【0097】

光 90° ハイブリッド検出器 1799 からの電気信号 1798a、1798b は、次に、増幅器、低域通過フィルタ、DC バイアス除去回路、標本保持回路及びアナログ／デジタル変換器から構成される信号コンディショニングカスケード回路に入力される。電気信号 1798a、1798b は、最初に、増幅器 1750a、1750b によって増幅される。

増幅器 1750a、1750b からのアナログ出力は、それぞれ、低域通過フィルタ 1760a、1760b に入力される。これら低域通過フィルタは、好ましくは、40GHz にて動作する。これら低域通過フィルタの出力には、次に、それぞれ、dc バイアス調節回路 1770a、1770b に向けられ、信号エネルギーを推定するコントローラ（図示せず）によって提供されるバイアス信号 1772、1773 に基づいてバイアスを調節される。こうしてフィルタリングされ、かつ、バイアスを調節された、それぞれ、ライン 1775、1777 上の、アナログ信号 I' と Q' は、それぞれ、同期入力 1781 にてタイミングを取られる、標本保持（「S & H」）ユニット 1780a、1780b によってデジタル形式に変換される。標本保持ユニットの出力は、アナログ／デジタル変換器 1790a、1790b に送られ、同相信号 I 1795 と直交信号 Q 1791 が形成され、これらは、その後、当業者に周知のやり方にてさらに処理される。

【0098】

こうしてフィルタリングされ、かつ、バイアスを調節された、それぞれ、ライン 1775、1777 上の、アナログ信号 I' と Q' は、更に、シンボル同期ユニット 1040、1150 にも送られる。こうして、受信機との関連で用いられる図 11 の光位相検出器は、送信機側で用いられる図 7 に示す光位相検出器と、シンボル同期ユニットに対するアナログタップを除いて、実質的に同一である。

【0099】

シンボル同期

図 12 はシンボル同期ユニット 1040 / 1150 の一つの好ましい実施例のブロック図である。H 及び V 光位相検出器の両方からの線 1775、1777 上の、選択された符号光線の同相成分及び直交成分を表す、アナログ I' 及び Q' 信号は、各々、先発ゲート（early gate）1210 と後発ゲート（late gate）1215 に入力される。

【0100】

先発ゲート 1210 は、信号を、光位相検出器 1030a、1030b / 1140a、1140b 内の標本保持ユニット 1780a、1780b がサンプリングするより、シンボル時間の一部だけ先にサンプリングする。逆に、後発ゲート 1215 は、信号を、光位相検出器 1030a、1030b / 1140a、1140b 内の保持保持ユニットがサンプリングするより、シンボル時間の一部だけ後にサンプリングする。一つの好ましい実施例においては、先発ゲートと後発ゲートに対する時間オフセットの大きさは、同一とされ、T/5 とされる。ここで T はシンボル期間を表す。

【0101】

各ゲート 1210、1215 は、標本保持ユニットとこれに続くアナログ／デジタル変換器を備え、クロック分配ユニット 1295 からのクロック信号によって制御される。クロック分配ユニット 1295 からの信号は、各ゲート 1210、1215 内の標本保持ユニ

10

20

30

40

50

ットを制御し、各ゲート 1 2 1 0、1 2 1 5 による入力アナログ信号 1 7 7 5、1 7 7 7 のサンプリングの瞬間を決定する。アナログ／デジタル変換器はサンプリングされたアナログ信号をデジタル形式に変換する。

【0102】

ゲート 1 2 1 0、1 2 1 5 の各々からの同相及び直交成分を二乗し (1 2 2 0)、総和する (1 2 2 5) ことで、各ゲートに対するシンボルエネルギーが決定される。これらシンボルエネルギーが、図 1 2 において、H E、H L、V E 及び V L として示されるが、ここで、H と V は偏波の状態を表し、E は先発ゲート、L は後発ゲートを表す。これら 4 つのシンボルエネルギーは、別個の遅延ユニット 1 2 3 0 と減算器 1 2 3 5 に入力される。遅延ユニット 1 2 3 0 はシンボルエネルギーを表す信号を 1 シンボル期間だけ遅延した後に、この信号を減算器 1 2 3 5 に送る。減算器 1 2 3 5 は先行するシンボルエネルギーと現在のシンボルエネルギーとの間の差を決定する。1 2 4 0 において、シンボル間のエネルギー差の絶対値が取られる。減算器 1 2 4 5 によって先発ゲートエネルギー差と後発ゲートエネルギー差の間の差が決定される。

10

【0103】

平均化器 1 2 5 0 は先発と後発ゲートのシンボル間エネルギー差を平均し、平均化器 1 2 5 0 の出力をシンクロナイザループフィルタ 1 2 7 0 に入力する。シンクロナイザループフィルタ 1 2 7 0 は電圧制御発振器 (V C O) 1 2 8 0 を制御する。電圧制御発振器 (V C O) 1 2 8 0 はタイミング信号 1 2 4 2 を生成し、このタイミング信号はクロック分配ユニット 1 2 9 5 によってシンクロナイザの先発及び後発ゲート、及び光位相検出器に分配される。

20

【0104】

こうして、図 1 0 との関連で、シンボルシンクロナイザ 1 0 4 0 は、分割光線信号 9 2 5 の第一と第二の直交する偏波成分の同相及び直交成分を受信し、光位相検出器 1 0 3 0 a、1 0 3 0 b 内でのデータ変調された符号語のシンボル境界を同期させるためのタイミング信号 1 2 4 2 を出力する。

【0105】

この好ましい実施例においては、H 及び V チャネルからの信号が平均化され、これによって単一の V C O が制御される。ただし、もう一つの実現においては、たった一つのチャネルのみが V C O を制御するために用いられる。さらにもう一つの実現においては、これらチャネルの各々によって異なる V C O が制御される。

30

【0106】

減算器 1 2 5 5 は H 光位相検出器と V 光位相検出器からのシンボル間エネルギー差の間の差を決定する。H 光位相検出器と V 光位相検出器の間の差は、遅延ループフィルタ 1 2 6 0 に入力され、遅延ループフィルタ 1 2 6 0 は、H 光位相検出器と V 光位相検出器の間のシンボル間エネルギー差に基づいて、H - 光線可変遅延ユニット 1 0 1 5 / 1 1 1 5 への制御信号 1 0 1 4 / 1 1 1 4 を生成する。

【0107】

シンボルシンクロナイザ 1 0 4 0、1 1 5 0 の上述の実現においては、様々な計算は、好ましくは、D S P、A S I C、或いは、他の、好ましくは、プログラマブルなプロセッサを用いてソフトウェアにて遂行される。

40

【0108】

図 1 3 a 及び 1 3 b は、単にシンボルエネルギーのみではなく、シンボル間エネルギー差を用いることの長所を示す。図 1 3 (a) は、平均シンボルエネルギー 1 3 1 0 を正規化シンボル時間の関数として示すグラフである。零なるシンボル時間は、シンボルの開始に対応する。エネルギー包絡線 1 3 1 5 は、シンボルエネルギーの測定において期待される変動をシンボル時間の関数として示す。このエネルギー包絡線の変動は、信号がまだチャネルの他の結合符号からの信号を含むために存在する。平均シンボルエネルギー 1 3 1 0 は、シンボル時間がシンボルに同期されたとき、わずかな最大 1 3 2 0 を示す。最大がこのようにわずかなために、シンボルエネルギー曲線の最大を見つけるのが非常に困難となる

50

。

【0109】

図13(b)は平均シンボル間エネルギー差1350をシンボル時間の関数として示す。エネルギー包絡線1360は、シンボル間エネルギー差の測定において期待される変動をシンボル時間の関数として示す。この平均シンボル間エネルギー差1350は、シンボル時間がシンボルに同期されたとき、比較的深い最小1370を示す。このように最小が比較的深いために、ループフィルタは、容易に、最小を見つ、シンボル時間を最小1370の所に維持することが可能となる。

【0110】

偏波の補償

図14aは、通信システム1400のブロック図である。この通信システム1400は、送信信号のSOPを、送信信号が、受信信号の分散が最小となるファイバ1474の軸に沿って入射されるように調節できるとともに、受信信号のPMDを補償する能力を有する。理論的には、ファイバは、周波数及びファイバ長には依存しない、2つの直交する固有状態(eigenstates)を示す。信号がファイバのこれら固有状態(速い軸と遅い軸)に沿って入射された場合は、PMDはこれら2つの差分群速度(differential group velocities)に制限され、これらの各軸に沿って伝播する信号成分の結合は零となる。ただし、実際には、長いファイバには、このような固有状態は存在せず、各光周波数に対して、出力偏波状態が最小の周波数依存性を示す2つの直交する入力偏波状態のみが存在する。これらの状態は、ファイバの主偏波状態(principle state of polarization, PSP)と呼ばれ、信号がこのPSPに沿って入射されるとき、結合は最小となり、従って、最小の時間分散を示す。ファイバに沿っての環境が時間とともに変動するために、PSPも時間とともに変動し、この変動を追跡し、補償することが必要となる。

【0111】

通信システム1400は、送信機1470を備え、これは多重化され、かつ、変調された光信号を送信機偏波補償器1472に向ける。送信機偏波補償器1472は、光信号を光ファイバ1474内に発射する前に、送信機SOPを調節する。受信機の所で、受信機偏波補償器1476は、選択された尺度(metric)が最適となるように受信機SOPを調節する。受信機1478は、PMDコントローラを備え、これは、受信機偏波補償器1476を信号線1477を介して制御すると共に、送信機偏波補償器1472を(それぞれ、図2a及び2bにおいては線295によって、そして図9a及び9bにおいては線1056、1156によって表される)管理チャネル1473を介して制御する。補償器1472及び1476は、例えば、上述のように離散デバイスである。PMDコントローラは、ハードウェアにて実現することもできるが、ただし、一つの好ましい実施例においては、コントローラはDSPなどのプロセッサ上で実行するコンピュータプログラムとして実現される。

【0112】

図14bはPMDコントローラ受信機モジュールの、受信機SOPを制御するための動作を説明する流れ図である。PMDコントローラは、受信機PMD補償器をディザリングし、ある尺度を最適化するために要求される補償(量)を決定するための探索を実行する。一つの好ましい実施例においては、この尺度はシンボルの信号対雑音比(SNR)とされ、これを最大化することが目指される。ただし、代りに、この尺度としてエラーベクトルの大きさ(error vector magnitude, EVM)を用い、これを最小化することを旨とする。他の尺度を採用することもできる。

【0113】

ステップ1410において、ディザサイズとディザ方向を含むディザリングステップのパラメータが設定される。このサイズと方向は、受信機のSOPを表すポアンカレ球面(Poincaré sphere)上の移動との関連で設定される。ステップの方向は、それぞれ、H-V及びP-Q軸に関する回転 $\Delta\theta$ 及び $\Delta\varepsilon$ との関連で定義される。各

10

20

30

40

50

ディザリングステップは一对の回転を含む。各回転は、(H-V回転に対する $\pm \Delta \theta$ 及び0と、P-Q回転に対する $\pm \Delta \varepsilon$ 及び0から成る) 3つの可能な値を取り、このため全体で9個のディザリングステップが存在する。こうして、ディザリングステップのパラメータの設定には、9個の候補ステップから1つを選択することが必要となる。

【0114】

ステップ1420において、受信機のPMD補償器が複数の候補ステップの1つによって適当なセットの回転を加えることでディザリングされる。ステップ1430において、最適化されるべき尺度がコントローラによって推定され、受信機PMD補償器1476の今試みられたばかりの候補ステップを反映する状態とともに格納される。SNRなどの尺度を推定するための技法は、周知であり、これに対する標準アルゴリズムはプロセッサにて実行することができる。このために用いられる信号としては、好ましくは、送信機によって送信される既知のパイロット信号が用いられ、受信機は、この信号についての予備知識を有する。

【0115】

ステップ1440において、全ての候補が試みられたか否か決定するためのチェックが行われる。まだである場合は、制御はステップ1410に戻り、次の候補ステップを試みる。他方、全ての候補ステップが試みられた場合は、制御はステップ1450に進む。ステップ1450において、最適尺度(例えば、最高のSNR)に対応する候補ステップ/PMD補償器状態が決定され、ステップ1460において、PMD補償器がポアンカレ球面上の最適状態/位置に調節される。このためには、PMDコントローラは、ステップ1460において、信号線1477を通じて受信機PMD補償器1476に対して、最適な調節を実行するように命令する。好ましくは、上の過程がある最終条件(状態)が満たされるまで反復される。この最終条件は、それ以上の状態の変化が見られない収束状態とすることも、或いは所定の回数のディザリングステップが完了したときとすることもできる。長所として、この過程の結果として、送信機SOPを受信機SOPと再整合することで、信号の偏波成分が回復される。

【0116】

上述のやり方では全ての可能な候補ステップを通じての多大な探索が要求されるが、これら全ての可能なステップの内の幾らかのみを試みることもできる。一つの好ましい実施例においては、ディザ調節は最急降下法(steepest gradient method)を用いて決定される。こうすることで(例えば、より大きなステップサイズを選択することで)、ポアレンカ球面上の大域最適(global optimum)を見失う危険は若干増加するが、最適尺度を探索するための処理時間を短縮することができる。

【0117】

こうして最適調節(量)が決定されると、図14bとの関連で上で説明したPMDコントローラ受信機モジュールは、システムの受信機端の所でファイバ内で発生しているSOP変形(SOP transformation)を補償するための受信機PMD補償器1476に対する最適状態を見つけることが可能となる。ただし、これによつては、送信信号のSOPの周波数依存性に起因する信号の分散は、送信信号のSOPがファイバのPSP軸と一致しない限り、補償することはできない。このために、送信信号を、それを送信する前に補償することも必要となる。

【0118】

図14cはPMDコントローラの受信機/送信機モジュールの、図14aに示されるようなシステム内の受信機PMD補償器1476及び送信機SOP補償器1472を制御する際の動作を説明する流れ図である。

【0119】

ステップ1482において、PMDコントローラは、受信機補償器を、図14bの流れ図との関連で上で説明したように、受信機のみをディザリングすることで受信機と送信機のSOPが再整合されるように調節する。これは、入力信号が受信機の所で正しく補償されていることを意味する。

10

20

30

40

50

【0120】

ステップ1484から開始して、コントローラは、次に、送信機に対するポアンカレ球面上の候補SOPの集団（アンサンブル）を調べることで、ファイバのPSPを探索する。これとの関連で、送信機のSOP候補は送信機のポアンカレ球面上にある分解能にて一様に分布するものと想定される。つまり、各候補にはこの球面のある部分が「割当てられ（assigned）」、候補の数が大きなほどこの部分のサイズは小さくなる。

【0121】

こうして、ステップ1484において、ある候補送信機SOPが選択され、送信機補償器がそれに従って調節される。

【0122】

ステップ1486において、受信機SOPが、送信機と受信機のSOPが整合を維持されるように、この新たな候補送信機SOPに合わせて調節される。これは受信機PMD補償器を、送信機補償器に対して行われた調節と補完的（complementary）に調節することで行われる。実際には、送信機補償器1472が新たな候補SOPに回転されると、これに続いて受信機補償器1476が「逆方向に回転（counter-rotation）」される。送信機と受信機の間同期性を確保するために、送信機SOPは、好ましくは、受信機に知られている所定の基準に基づいて調節され、受信機SOPを新たな送信機候補SOPが試みられる度に変更できるようにされる。

【0123】

ステップ1488において、対応する尺度が計算され、送信機SOP及び受信機SOPの状態と共に格納される。最適送信機SOP（つまり、PSP）は、受信機補償器によって用いられたそれと同一の基準（例えば、最大SNR）に基づいて選択される。

【0124】

ステップ1490において、全ての候補送信機SOPが評価されたか否かを決定するためのチェックが行われる。ステップ1490において追加の候補送信機SOPが残っていることが決定された場合は、これらが試みられ、残っていない場合は、ステップ1490においてさななる候補送信機SOPは存在しないことが決定され、制御はステップ1492に進む。

【0125】

ステップ1492において、送信機及び受信機1472、1476が、それぞれ、最適尺度に対応する状態に基づいて調節される。こうして、最終的な送信機と受信機のSOPの調節が行われ、送信機のSOPとPSP軸が整合される。

【0126】

上述の手続がファイバ内に発生する偏波の変化を追跡するために反復される。好ましくは、これは連続的に行われる。候補PSPのリストは、追跡の際、元のリストの内の、現在のPSP軸の付近のサブセットに制限することもできる。これは、ファイバ偏波変形マトリックス内の変動が小さな範囲では、PSP方位の変動も小さな範囲にとどまるという想定に基づく。

【0127】

PMDコントローラの上述の動作においては、受信機及び送信機補償器は、好ましくは、上述のAcrobatTM Polarization Control Module（PCM）を用いて実現される。ただし、他の可変偏波制御デバイスを用いることもできる。

【0128】

複数の符号化段を有する送信機

図15は本発明による符号分割多重信号を形成するように構成された代替のチャネル送信機1500のブロック図である。チャネル送信機1500は、前符号化段（precoding stage）1502と最終符号化段（final coding stage）1504の2段にて符号語を形成する。以下の説明においては、Kは生成される符号語の総数を表し、Pはある符号内の時間チップの数を表し、Lは各々の前符号化段から形成

10

20

30

40

50

される符号語の数を表す。以下に説明される一つの好ましい実施例においては、 $K = 16$ 、 $P = 16$ 及び $L = 4$ 、及びシンボル期間 $T = 400 \text{ ps}$ とされる。

【0129】

チャネル送信機 1500 は、パルス光源 1510 を備え、これは光パルス流 1515 を生成する。この光パルス流 1515 は、好ましくは、好ましいパラメータを与えられた場合、 $T * L / K = 100 \text{ ps}$ だけ分離される。こうして、シンボル長 $T = 400 \text{ ps}$ を有するパルス光源 1510 からの光パルス流は、全部で 4 つのパルスを有し、各パルスは単一の 100 ps 窓内に見つけられる。これは、図 3 の実施例におけるパルス光源 310 からのパルス流のパルス間隔は 400 ps となるのとは対照的である。こうして、光パルス光源 1510 はパルス光源 310 と比べてパルスを 4 倍速く出力する。

10

【0130】

光パルス流 1515 は、 $1 : K / L$ 分割器 1520 に向けられ、 K / L 個の同一の光パルス流 1525 が生成される。各々の同一の光パルス流 1525 は、次に、別個の動的符号変調器 (dynamic code modulator, DCM) 1530a、1530b、1530c、1530d に向けられ、対応するサブ符号流 1535a、1535b、1535c、1535d が形成される。各変調器 (DCM) は、これに入力されたパルスの各々に、DCM コントローラ 1532 からの所定の制御信号に基づいて、第一の位相シフトを加える。結果としてのサブ符号光線 1535a、1535b、1535c、1535d は、好ましくは、互いに直交するようにされる。明快さの目的で、以下では、更なる処理は一つのサブ符号光線 1535a に関してのみ説明されるが、残りのサブ符号光 1535b、1535c、1535d も同様に処理されることがわかる。

20

【0131】

サブ符号光線 1535a は、 $1 : L$ 分割器に向けられ、同一セットの位相シフトを有する 4 つの同一のサブ符号光線 1545a、1545b、1545c、1545d が形成される。一般に、 L はあるサブ符号光線によって形成される符号語の数を表す。こうして、これら $L = 4$ 個の同一のサブ符号光線の各々は、次に、対応するパルススプレッダ 1550a、1550b、1550c、1550d に向けられる。パルススプレッダ 1550a、1550b、1550c、1550d は、図 4 に示すパルススプレッダ 330 と、このスプレッダの分割器は $1 : PL / K$ なる分割 (ここで PL / K は整数) を遂行し、このスプレッダの結合器は $PL / K : 1$ なる結合を遂行する点を除いて、実質的に同一に動作するように構成される。こうして、例えば、パルススプレッダ 1550a は、 $1 : PL / K$ 分割器、 PL / K 個の遅延に対する遅延回路、チップ変調回路、及び $PL / K : 1$ 結合器を備える。スプレッダ校正ユニット 1585 は、これらスプレッダを、上述のスプレッダ校正ユニット 335、335a と類似のやり方にて制御する。そして、 $P = 16$ 、 $K = 16$ 、 $L = 4$ とした場合、図 15 に示すように、 $PL / K = 4$ となる。

30

【0132】

互いに 100 ps 離れて配置される 4 つのパルスから成る 400 ps 長のシンボルから構成されるサブ符号光線 1545a は、パルススプレッダ 1550a に入る。パルススプレッダ 1550a 内において、これら 4 つのパルスの第一のパルスは、第一の 100 ps 窓内に到着し、 $1 : 4$ 分割器に向けられ、これによって 4 つの同一のコピーが形成される。これら 4 つの分割パルスの各々に 0 ps 、 25 ps 、 50 ps 及び 75 ps なる遅延が加えられ、次に、これら 4 つの分割パルスの各々に、チップ変調回路によって第二の位相シフト (或いは第二の振幅と位相の両方) が加えられ、その後、これら符号変調された 4 つの分割パルスは、 $4 : 1$ 結合器を用いて再び結合される。この結果、第一の 100 ps 窓内に、一度目は第一の段 1502 において動的符号変調器 1530a によって、そして二度目は第二の段 1504 内でパルススプレッダ 1550a と関連するチップ変調回路によって、2 度変調された、4 つの符号変調されたパルスが生成される。このサブ符号光線 1545a に属する第二、第三及び第四のパルスは、それぞれ、そのシンボルの第二、第三及び第四の 100 ps 窓内に到着し、これらも、上述と同様に分割され、遅延され、同一のパルススプレッダ 1550a によって第二の位相シフトを加えられ、その後、再び結合

40

50

される。

【0133】

こうして、パルススプレッダ1550aの出力は、全部で $P = 16$ 個のパルスを有する単一の符号語1555aから成る。同様に、他のパルススプレッダ1550b、1550c、1550dの出力は、それぞれ、異なる符号語1555b、1555c、1555dから成り、サブ符号語1535aから得られるこれら4つの符号語の各々は、他の3つ符号語に対して直交し、更に、他の3つのサブ符号語1535b、1535c、1535dから得られる他の12個の符号語に対しても直交する。

【0134】

これら符号語の集団（アンサンブル）は、次に、データ変調器1560a、1560b、1560c、1560dから構成されるデータ変調段に入る。符号語1555aはデータ変調器1560aに入り、ここでデータストリーム1570からのデータがデータコントローラ（図示せず）の制御下で、この上に刻印され、これによってデータ変調された符号語1565aが形成される。この過程が符号語1555b、1555c、1555dに対しても、それぞれ、データ変調器1560b、1560c、1560dを用いて反復され、それぞれ、データ変調された符号語1565b、1565c、1565dが形成される。これら4つのデータ変調された符号語は、他の3つのサブ符号語1535b、1535c、1535dから得られた他の12個の符号語と共に（全体で $K = 16$ 個の符号語が）、次に、1:K結合器1580に入力され、これによってデータ光線1575が形成され、これがDWD Mマルチプレクサ（図示せず）に送られる。このデータビームは、こうして、データ変調された、各符号語が、好ましくは、データ変調器内の偏波光線結合器に起因するH及びV偏波を有する、直交する符号語を含む分割多重光信号である。

【0135】

送信機1500には、上述のスプレッダ校正ユニットと類似のやり方にて動作する、一つ或いは複数のスプレッダ校正ユニット1585が設けられる。スプレッダ校正ユニット1585は、参照光源1518からの入力とパルススプレッダ1555a、1555b、1555c、1555dの出力からの線1556上の入力を受信する。他方、スプレッダ校正ユニット1585は、これらパルススプレッダに、これらパルススプレッダの各々が正しい変調を有することを確保するために信号を出力する。

【0136】

上述の好ましい実施例は単に本発明の様々な面を解説するために取り上げられたものであり、ここに説明及び請求される発明の範囲は、これらに制限されるものではなく、あらゆる均等な形態が本発明の範囲内に入るものである。事実、当業者においては、上の説明から、ここに開示され、説明された物以外の様々な修正物が明らかであり、これら修正物もクレームの範囲内に入るものである。

【図面の簡単な説明】

【図1】

従来の技術によるシンプレックスDWD Mシステムアーキテクチャのブロック図である。

【図2a】

本発明の一つの好ましい実施例によるシンプレックス光通信システムのブロック図である。

【図2b】

本発明の一つの好ましい実施例によるジュプレックス光通信システムの半分のブロック図である。

【図3】

本発明の一つの実施例による送信機のブロック図である。

【図4】

図3の送信機内に用いるパルススプレッダのブロック図である。

【図5】

図4のスプレッダと共に用いるスプレッダ校正器の第一の実施例のブロック図である。

10

20

30

40

50

【図 6】

スプレッド校正器の第二の実施例のブロック図である。

【図 7】

本発明の一つの好ましい実施例内の送信機側光パルス検出器のブロック図である。

【図 8】

本発明の一つの好ましい実施例内のデータ変調器のブロック図である。

【図 9 a】

本発明の一つの実施例によるチャネル受信機のブロック図である。

【図 9 b】

本発明のもう一つの実施例によるチャネル受信機のブロック図である。

10

【図 10】

本発明の一つの好ましい実施例内のデータ復調器のブロック図である。

【図 10 a】

PMD 補償器／デジタルデータ復調器回路の第一の構成を示す図である。

【図 10 b】

PMD 補償器／デジタルデータ復調器回路の第二の構成を示す図である。

【図 11】

本発明の一つの好ましい実施例内の受信機側光位相検出器のブロック図である。

【図 12】

本発明の一つの好ましい実施例内のシンボルシンクロナイザのブロック図である。

20

【図 13 a】

平均シンボルエネルギーをシンボル時間の関数として示すグラフである。

【図 13 b】

平均シンボル間エネルギー差をシンボル時間の関数として示すグラフである。

【図 14 a】

本発明の送信機・受信機リンクのブロック図である。

【図 14 b】

PMD コントローラの図 14 a の受信機を補償するための動作の流れ図である。

【図 14 c】

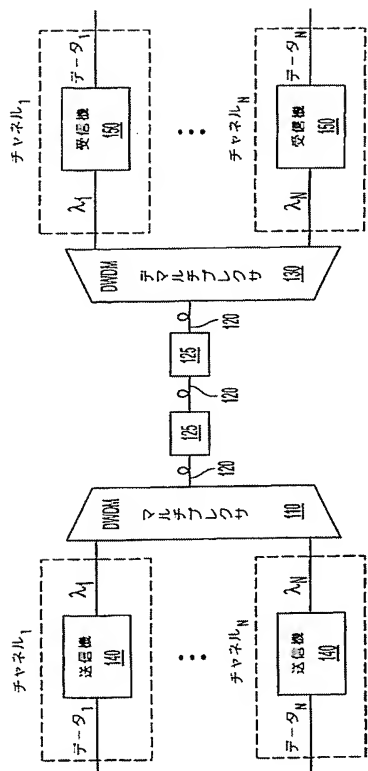
PMD コントローラの図 14 a の受信機及び送信機を補償するための動作の流れ図である

30

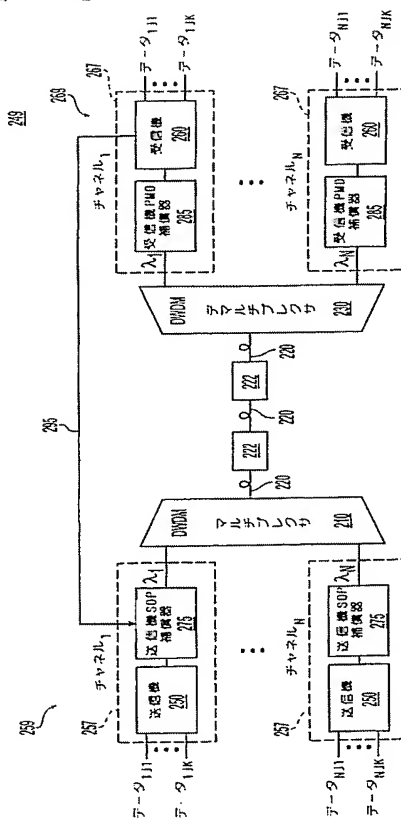
【図 15】

複数の符号化段を有する送信機のブロック図である。

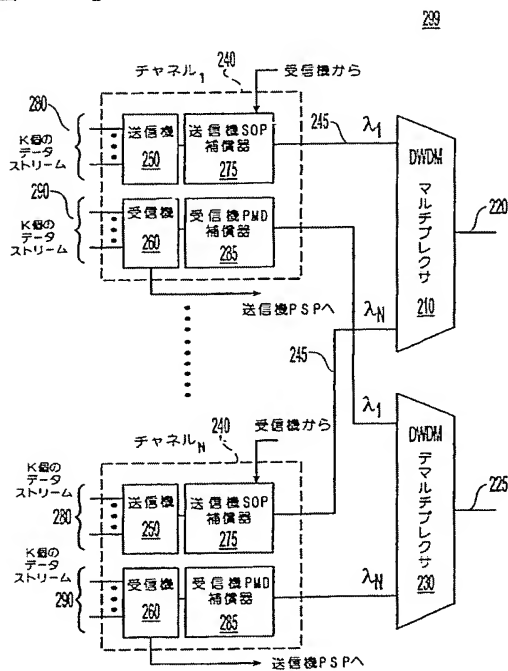
【図 1】



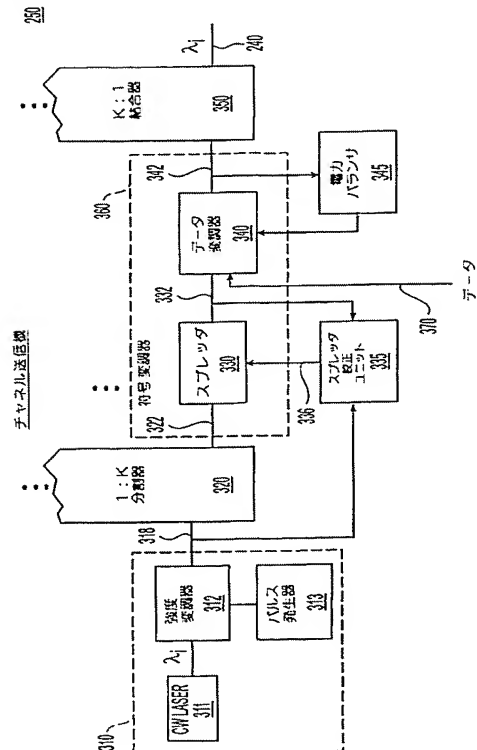
【図 2 a】



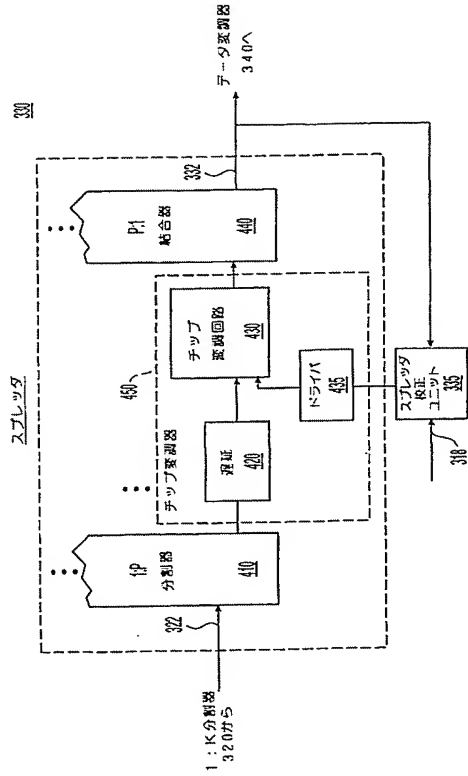
【図 2 b】



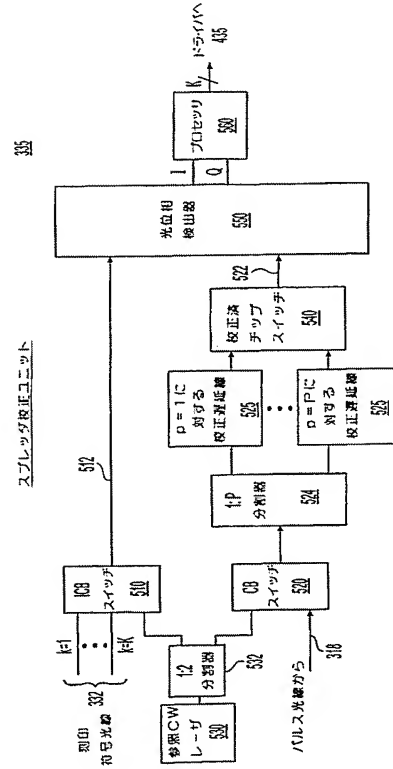
【図 3】



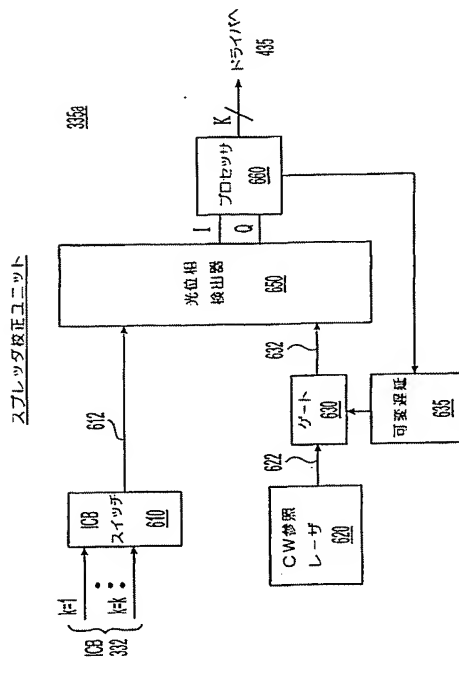
【圖 4】



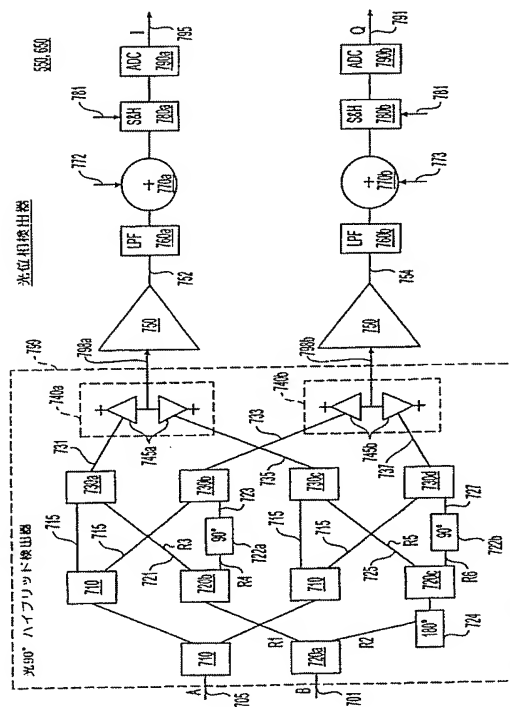
【图 5】



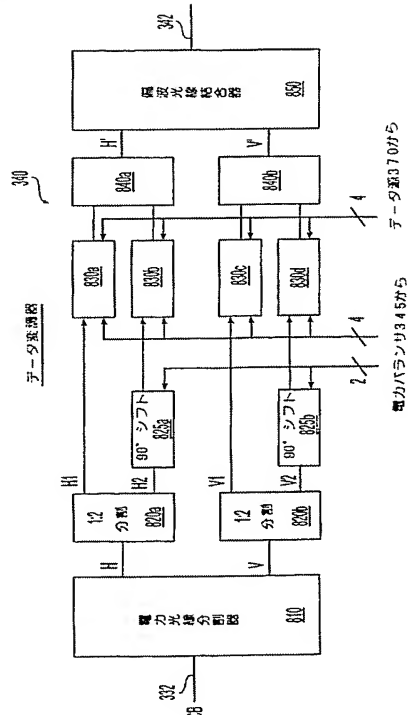
【 図 6 】



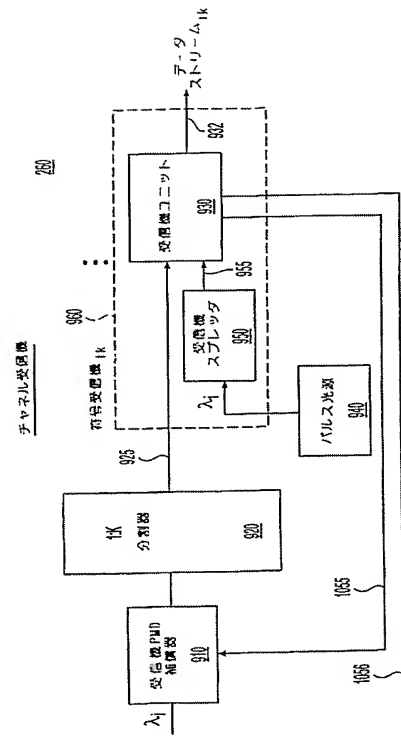
【圖 7】



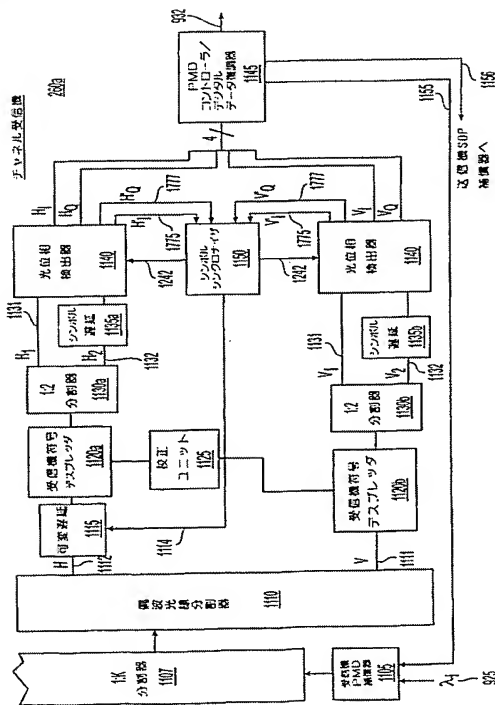
【図 8】



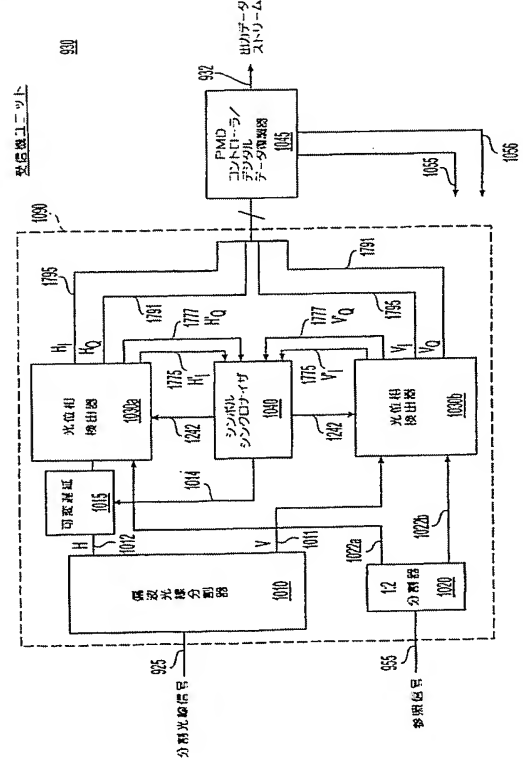
【図 9 a】



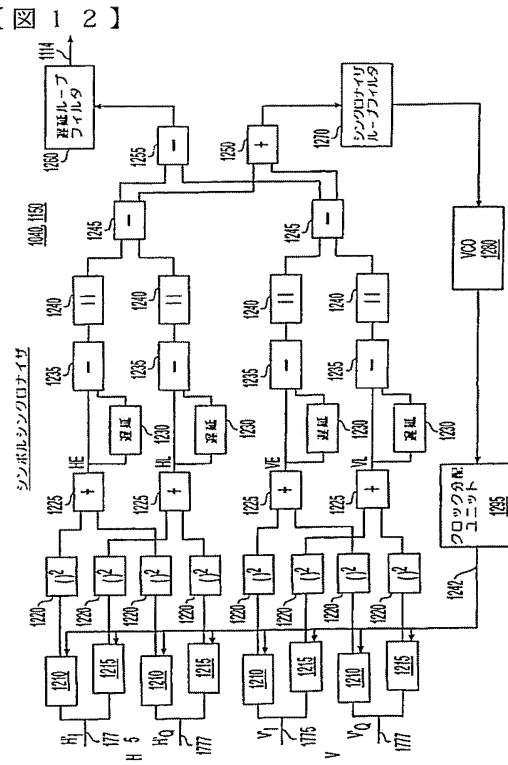
【図 9 b】



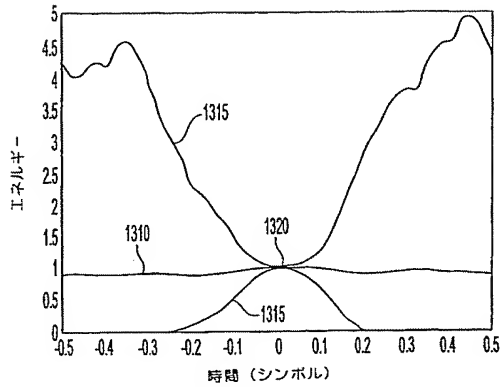
【図 10】



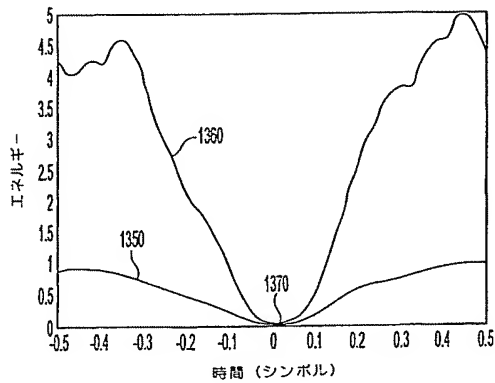
【 ㊦ 1 0 b 】



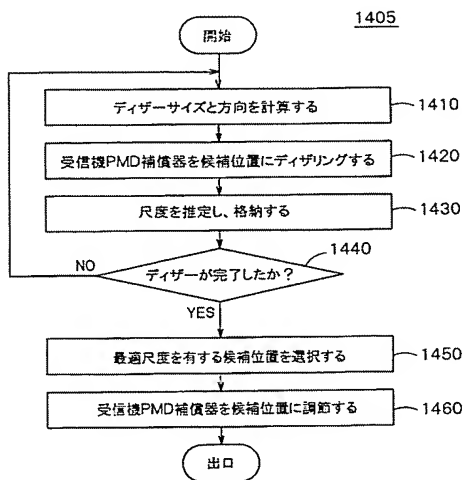
【図 13 a】



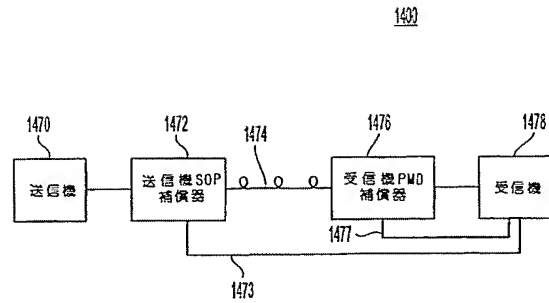
【図 13 b】



【図 14 b】



【図 14 a】



【図 14 c】

